

UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Electrotécnica

Projecto e Realização de Sensores de Temperatura Analógicos e Digitais

João Nunes Águas

Dissertação apresentada na Faculdade de Ciências e Tecnologia da
Universidade Nova de Lisboa para obtenção do
Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e Computadores

Orientador: Prof. Doutor João Carlos Goes

Lisboa

2009

Agradecimentos

Embora uma dissertação seja, pela sua finalidade académica, um trabalho individual, há contributos de natureza diversa que não podem deixar de ser realçados. Por essa razão, dedico este espaço a expressar os meus sinceros agradecimentos:

Ao meu orientador, Professor Doutor João Carlos Goes, por me ter proposto esta dissertação, pelo apoio, a crítica e as sugestões imprescindíveis na construção deste trabalho;

Ao Professor Doutor Luís Filipe dos Santos Gomes, pela cedência de material e ajuda prestada para a utilização do mesmo.

Aos meus pais que me apoiaram e que fizeram tudo o que lhes era possível para que tivesse as oportunidades necessárias para chegar a este ponto;

Às minhas irmãs e aos meus tios mais próximos que me apoiaram sempre;

Ao grupo de Salsa que durante este período me ajudou a descomprimir;

Aos meus amigos em geral;

Às inúmeras pessoas que me ajudaram na realização desta dissertação com conselhos a diversos níveis;

Por fim, agradeço em geral a todas as pessoas que não foram referidas anteriormente, mas que me marcaram positivamente durante a elaboração desta dissertação.

Resumo

Neste documento, são apresentadas diversas topologias de sensores de temperatura de baixo consumo e custo reduzido realizáveis em tecnologia CMOS. Estes sensores podem ter inúmeras aplicações. A principal é monitorizar a temperatura do sistema em que o próprio sensor se encontra inserido, de forma a evitar que o mesmo funcione a temperaturas que podem danificar o referido sistema.

Entre os tipos de sensores apresentados, foram escolhidos dois para se fazer um estudo mais pormenorizado do seu funcionamento, que foi demonstrado através da simulação eléctrica, e que por sua vez permitiu determinar as suas características. Os dois sensores escolhidos para o estudo mais intensivo foram o sensor de temperatura, baseado em osciladores de anel, e o sensor por linha de atraso constituída por uma cadeia de inversores CMOS. Os dois sensores foram ambos implementados numa tecnologia *130 nm* CMOS (UMC IP-8M MM/RF) e simulados electricamente.

Em resultado das implementações efectuadas, verificou-se que o sensor baseado em osciladores de anel apresentou um erro máximo de $\pm 0,53^{\circ}\text{C}$, um consumo de $181,9\mu\text{W}$ e uma área (activa) estimada de $1 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$. O sensor baseado em linha de atraso, por seu turno, apresentou um erro máximo de $\pm 1,53^{\circ}\text{C}$, um consumo de $117,2\mu\text{W}$ e uma área (activa) estimada de $5 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$.

O sensor de temperatura baseado em linha de atraso tem como característica a possibilidade de poder ser implementado a 100% com portas lógicas CMOS. Tirando proveito disso, este sensor, também foi implementado num dispositivo lógico programável (FPGA), para que se tivesse um modelo implementado em forma física e, de alguma forma, resultados experimentais (embora muito limitados).

Abstract

In this thesis, several kinds of temperature sensors for low power, low cost implementable in CMOS are presented. These sensors can have many applications. The main one is, to monitor the temperature of a system where the sensor itself is located, in order to avoid damage in the system due to high temperature.

In the types of sensors presented, two were chosen to make a more detailed study of its mode of operation, demonstrating its functionality through electrical simulations and to determine their characteristics. The two sensors chosen for the intensive study relayed on the temperature sensor based on ring oscillators and on the sensor based on a delay line composed by a chain of CMOS inverters. The two sensors were both implemented in a standard *130 nm* CMOS technology (UMC IP-8M MM / RF) and simulated electrically. As a result of deployments made, it was found that the sensor based on ring oscillators showed a maximum error of $\pm 0.53^{\circ}\text{C}$, a power dissipation of $181.9 \mu\text{W}$ and an estimated (active) area of $1 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$. The sensor-based on a digital delay line, in turn, presented a maximum error of $\pm 1.53^{\circ}\text{C}$, a power dissipation of $117.2 \mu\text{W}$ and an estimated (active) area of $5 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$.

The temperature sensor based on delay line is characterized by the possibility to be implemented 100% with standard CMOS logic gates. Taking advantage of this, the sensor was also implemented in a programmable logic device (FPGA), to have a model implemented in physical form and, in some way, experimental results (although very limited).

Abreviaturas

Abreviatura	Inglês	Português
ADC	Analog to Digital Converter	Conversor Digital Analógico
Al	Aluminium	Alumínio
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor	Semicondutor de Óxido Metálico Complementar
FPGA	Field Programmable Gate Array	
IC	Integrated Circuit	Circuito Integrado
IPTAT	Current Proportional To Absolute Temperature	Corrente Proporcional à Temperatura Absoluta
LED	Light Emitting Diode	Díodo Emissor de Luz
MOS	Metal Oxide Semiconductor	Semicondutor de Óxido Metálico
PTAT	Proportional To Absolute Temperature	Proporcional à Temperatura Absoluta
Si	Silicon	Silício
SiO ₂	Silica	Sílica
SOI	Silicon-On-Insulator	
TDC	Time to Digital Converter	Conversor de Tempo para Digital
VPTAT	Voltage Proportional To Absolute Temperature	Tensão Proporcional à Temperatura Absoluta

Índice

AGRADECIMENTOS	1
RESUMO	3
ABSTRACT	5
ABREVIATURAS	7
ÍNDICE	9
ÍNDICE DE FIGURAS	13
ÍNDICE DE TABELAS	17
1 INTRODUÇÃO	21
1.1 MOTIVAÇÃO E OBJECTIVOS.....	22
1.2 ESTRUTURA DOS CAPÍTULOS.....	23
2 SENSORES DE TEMPERATURA (MÉTODOS PARA IMPLEMENTAR O SENSOR DE TEMPERATURA)	25
2.1 COMPOSIÇÃO DE UM SENSOR DE TEMPERATURA	26
2.2 IMPLEMENTAÇÃO DOS SENSORES DE TEMPERATURA EM IC	27
2.2.1 <i>Os termistores</i>	28
2.2.2 <i>Os termopares e os micro-termopares</i>	28
2.2.3 <i>Os duplos ressonadores</i>	30
2.2.4 <i>Os termodíodos e os termotransístores</i>	32
2.2.4.1 Os termodíodos	32
2.2.4.2 Os termotransístores.....	34
2.2.5 <i>Os sensores baseados na corrente proporcional com a temperatura, com transístores MOS....</i>	38
2.2.6 <i>Os sensores baseados em osciladores em anel (Ring-Oscillator).....</i>	40
2.2.7 <i>Os sensores baseados em linha de atraso</i>	41
2.3 POUPANÇA DE ENERGIA DE UM SENSOR	42
2.4 FORMA DE TORNAR OS SENSORES MAIS RÁPIDOS E MAIS PRECISOS	43
2.5 CÁLCULOS	43
2.5.1 <i>Variação de valores</i>	44
2.5.2 <i>Calibração entre dois pontos</i>	44
3 SENSOR DE TEMPERATURA BASEADO EM OSCILADORES EM ANEL	47
3.1 ARQUITECTURA DO SISTEMA	47
3.2 DESCRIÇÃO DOS BLOCOS	48
3.2.1 <i>Blocos analógicos</i>	48
3.2.1.1 Fonte de corrente constante com a temperatura.....	49
3.2.1.2 Fonte de corrente proporcional com a temperatura (PTAT).....	51
3.2.1.3 Oscilador em anel controlado por corrente.....	51
3.2.2 <i>Blocos digitais</i>	54

3.2.2.1	Divisor de oscilação.....	54
3.2.2.2	Conversor de tempo para digital (TDC).....	55
3.3	SIMULAÇÕES ELÉCTRICAS DO SISTEMA E ANÁLISE DE LINEARIDADE.....	56
3.3.1	<i>A fonte de corrente constante com a temperatura</i>	57
3.3.2	<i>A fonte de corrente PTAT</i>	58
3.3.3	<i>Oscilador em anel com fonte de corrente constante com a temperatura</i>	60
3.3.4	<i>Oscilador em anel com fonte de corrente PTAT</i>	63
3.3.5	<i>Sistema completo sem compensação de offset</i>	65
3.3.6	<i>Análise global do sistema</i>	68
3.4	POTÊNCIA TOTAL, ÁREA OCUPADA E TEMPO NECESSÁRIO POR AMOSTRA.....	70
3.5	CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	71
4	SENSOR DE TEMPERATURA POR LINHA DE ATRASO	73
4.1	ARQUITECTURA DO SISTEMA.....	73
4.2	DESCRIÇÃO E FUNCIONAMENTO DOS BLOCOS	73
4.2.1	<i>Gerador de pulsos proporcionais à temperatura (PTAT)</i>	73
4.2.2	<i>Referência externa</i>	77
4.2.3	<i>Conversor de tempo para digital (TDC)</i>	77
4.3	SIMULAÇÕES ELÉCTRICAS DO SISTEMA E ANÁLISE DE LINEARIDADE.....	77
4.3.1	<i>Linha de atraso PTAT sem compensação de offset</i>	78
4.3.2	<i>Linha de atraso PTAT sem compensação de offset e contador</i>	81
4.3.3	<i>Análise global do sistema</i>	84
4.4	POTÊNCIA TOTAL, ÁREA OCUPADA E TEMPO NECESSÁRIO POR AMOSTRA.....	85
4.5	INTEGRAÇÃO DO SENSOR NUM DISPOSITIVO LÓGICO PROGRAMÁVEL	86
4.5.1	<i>Breve descrição da FPGA e do kit em que esta se encontra inserida</i>	86
4.5.2	<i>Versão a implementar</i>	87
4.5.2.1	Recursos utilizados	88
4.5.2.2	Simulações.....	90
4.6	CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	92
5	CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO.....	95
5.1	CONCLUSÕES	95
5.2	TRABALHO FUTURO	96
6	BIBLIOGRAFIA	99
ANEXOS.....		101
ANEXO I – TABELA COMPLETA DOS RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA DIFERENTES DIMENSÕES NO TRANSÍSTOR <i>N4</i> DOS TRANSÍSTORES EFECTUADAS NO SUBCAPÍTULO 3.3.3		103
ANEXO II – CÓDIGO GERAL DO SENSOR		105
ANEXO III – CÓDIGO DO FICHEIRO DELAY_LINE_XPTO_V2 (CÓDIGO DO BLOCO DA LINHA DE ATRASO)		107
ANEXO IV – CÓDIGO DO FICHEIRO INVS.....		109
ANEXO V – CÓDIGO DO FICHEIRO INV1000_XPTO		111
ANEXO VI – CÓDIGO DO FICHEIRO INV100_XPTO		113

ANEXO VII – CÓDIGO DO FICHEIRO INV10_XPTO	115
ANEXO VIII – CÓDIGO DO FICHEIRO COUNT16_v1	117
ANEXO IX – CÓDIGO DO FICHEIRO DISO_v2	119

Índice de figuras

Figura 1-1 - Sensor térmico bi-metálico.....	22
Figura 2-1 – Arquitectura geral de um sensor de temperatura.	26
Figura 2-2 – Esquemático de um termopar.	29
Figura 2-3 – Termopilha em alumínio (Gardner, Varadan et al. 2001).....	30
Figura 2-4 – Representação do sensor de temperatura do duplo ressonador (Jha, Bahl et al. 2007).....	31
Figura 2-5 – Secções dos raios dos ressonadores (Jha, Bahl et al. 2007).....	31
Figura 2-6 – Circuito do ilustrativo do funcionamento de um díodo como sensor de temperatura (Gardner, Varadan et al. 2001).	33
Figura 2-7 – Circuito de um transistor bipolar em configuração de díodo (Gardner, Varadan et al. 2001).	34
Figura 2-8 – Variação do sinal V_{BE} do circuito da figura 2-8, em função da temperatura (Pertijs, Meijer et al. 2004).....	35
Figura 2-9 – Variação do sinal ΔV_{BE} do sensor de temperatura com dois transístores bipolares, em função da temperatura (Pertijs, Meijer et al. 2004).	36
Figura 2-10 – Sensor de temperatura com um transistor e duas correntes (Udrea, Santra et al. 2008).....	36
Figura 2-11 – Sensor de temperatura com dois transístores iguais e duas correntes diferentes (Udrea, Santra et al. 2008).....	37
Figura 2-12 – Sensor de temperatura com dois transístores de áreas diferentes, alimentados por correntes idênticas (Udrea, Santra et al. 2008).....	37
Figura 2-13 – Sensor de temperatura com diversos transístores ligados em paralelo (Udrea, Santra et al. 2008).....	38
Figura 2-14 – Arquitectura do sensor de temperatura composto por transístores bipolares. ...	38
Figura 2-15 – Fonte de corrente proporcional com a temperatura, IPTAT (Danaie and Lotfi 2005).....	39
Figura 2-16 – Alteração ao circuito da figura 2-1 proposta por (Fiori and Croveti 2005).....	40
Figura 2-17 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em oscilador de anel (Chan-Kyung, Bai-Sun et al. 2008).....	41
Figura 2-18 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em linha de atraso (Poki, Mon-Chau et al. 2007).....	42
Figura 2-19 – Diagrama blocos do gerador de pulsos proporcionais com a temperatura.	42

Figura 2-20 – Monitorização remota da temperatura, adaptado de (Udrea, Santra et al. 2008).	43
Figura 3-1 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em oscilador de anel (Chan-Kyung, Bai-Sun et al. 2008).	47
Figura 3-2 – Fonte de corrente de referência implementada em MOS (Fiori and Croveti 2005).	49
Figura 3-3 – Adaptação da fonte de corrente da figura 3-2 de forma a substituir a resistência, R_I , por um transistor NMOS (Oguey and Aebischer 1997).	50
Figura 3-4 – Oscilador em anel com três inversores CMOS (Razavi 2001).	51
Figura 3-5 – Evolução temporal de um oscilador em anel com três inversores (Razavi 2001).	51
Figura 3-6 – Exemplo do controlo do consumo da corrente de um inversor.	52
Figura 3-7 – Y0) Saída do oscilador em anel sem inversor à saída Y1) Saída do oscilador em anel com o inversor à saída.	53
Figura 3-8 – Oscilador em anel clássico com um inversor à saída.	53
Figura 3-9 – Oscilador em anel com entrada de activação e inversor à saída.	54
Figura 3-10 – Flip-flop D com configuração contador.	55
Figura 3-11 – Contador de N -bits.	55
Figura 3-12 – Ilustração da compensação de <i>offset</i> através de uma linha de atraso (Poki, Chun-Chi et al. 2005).	56
Figura 3-13 – Linha de atraso.	56
Figura 3-14 – Conversor tempo para digital (TDC) com compensação de <i>offset</i> .	56
Figura 3-15 – Gráfico da variação da corrente com temperatura para a fonte de corrente constante com a temperatura.	58
Figura 3-16 – Gráfico da variação da corrente com a temperatura e a linha de tendência dessa variação.	59
Figura 3-17 – Gráfico da variação do erro ao longo da temperatura dos dados ilustrados na figura 3-16.	59
Figura 3-18 – Circuito para teste da fonte de corrente constante com a temperatura e oscilador em anel respectivo.	60
Figura 3-19 – Gráfico da variação da frequência com a temperatura para a fonte de corrente constante com a temperatura.	61
Figura 3-20 – Variação da frequência de oscilação com o W do transistor $M4$.	62
Figura 3-21 – Circuito para teste da fonte de corrente PTAT e do oscilador em anel respectivo.	63

Figura 3-22 – Variação da frequência com a temperatura para a fonte de corrente PTAT.....	63
Figura 3-23 – Esquema do sistema completo sem compensação de <i>offset</i>	65
Figura 3-24 – Esquema da simulação do sensor baseado em osciladores de anel.	69
Figura 4-1 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em linha de atraso (Poki, Mon-Chau et al. 2007).....	73
Figura 4-2 – Gerador de pulsos PTAT sem compensação do atraso mínimo (Poki, Mon-Chau et al. 2007).	74
Figura 4-3 – Gerador de pulsos PTAT para compensação do atraso mínimo (Poki, Chun-Chi et al. 2005).	75
Figura 4-4 – Redução/supressão do <i>offset</i> com a linha de atraso 2 (Poki, Chun-Chi et al. 2005).....	76
Figura 4-5 – Implementação da segunda linha de atraso.....	76
Figura 4-6 – Contador de <i>N</i> -bits.....	77
Figura 4-7 – Circuito da linha de atraso PTAT sem compensação de <i>offset</i> e contador.....	82
Figura 4-8 – Esquema da simulação do sensor baseado em osciladores de anel.	84
Figura 4-9 – Kit da Xilinx Spartan-3.....	87

Índice de tabelas

Tabela 3-1 – Tabela de verdade da porta lógica <i>NAND</i>	54
Tabela 3-2 – Contador de três bits (\searrow transição de 0 para 1).	54
Tabela 3-3 – Representação do comportamento da.....	55
Tabela 3-4 – Dimensões dos transístores do circuito da Figura 3-3, para que gere uma corrente constante com a temperatura.	58
Tabela 3-5 – Dimensões dos transístores do circuito da figura 3-3, para que gere uma corrente PTAT.	60
Tabela 3-6 – Valores simulados com a fonte de corrente constante com a temperatura projectada no subcapítulo 3.2.1.1.	60
Tabela 3-7 – Resumo dos resultados das simulações para diferentes dimensões no transístor <i>N4</i> (Tabela completa no anexo I)	61
Tabela 3-8 – Dimensões dos transístores da fonte de corrente constante com a temperatura, em carga com o oscilador em anel.....	62
Tabela 3-9 - Valores simulados com a fonte de corrente PTAT projectada no subcapítulo 3.2.1.2.	63
Tabela 3-10 – Frequências geradas pelo oscilador em anel ligado à fonte PTAT.	64
Tabela 3-11 – Variação das frequências para o oscilador em anel ligado à fonte PTAT.....	64
Tabela 3-12 – Dimensões dos transístores da fonte de corrente PTAT em carga com o oscilador em anel.....	64
Tabela 3-13 – Resultados das simulações do sistema sem compensação de <i>offset</i> , para as duas fontes de corrente.....	65
Tabela 3-14 – Valores dos erros e da sensibilidade para as diversas calibrações do sistema, para a 1ª escolha da fonte de corrente constante com a temperatura.....	66
Tabela 3-15 – Valores dos erros máximos de leitura correspondentes à tabela 3-14.....	66
Tabela 3-16 – Valores dos erros e da sensibilidade para as diversas calibrações do sistema, para a 2ª escolha da fonte de corrente constante com a temperatura.....	66
Tabela 3-17 – Valores dos erros máximos de leitura correspondentes à tabela 3-16.....	66
Tabela 3-18 – Resultados das simulações do sistema sem compensação de <i>offset</i> , para a fonte de corrente escolhida.	67
Tabela 3-19 – Valores dos erros e da sensibilidade para as diversas calibrações do sistema, correspondentes aos resultados da tabela 3-18, para diversos intervalos de leitura.	67
Tabela 3-20 – Valores dos erros máximos correspondentes à tabela 3-19, para diversos intervalos de leitura	68

Tabela 3-21 – Dimensões finais da fonte de corrente constante com a temperatura.	68
Tabela 3-22 – Resultados obtidos da simulação global do sistema.	69
Tabela 3-23 – Valores de calibrações e de sensibilidade, referentes aos valores da tabela 3-22.	70
Tabela 3-24 – Erros máximos entre intervalos de calibração e intervalos de leitura.....	70
Tabela 4-1 – Simulação da primeira linha de atraso com cem inversores, com de $W_p = 900\mu m$, $L_p = 2nm$ e.....	78
Tabela 4-2 – Duração do pulso para diversas temperaturas e variações dos W_s	79
Tabela 4-3 – Cálculo do erro com a calibração entre os $0^\circ C$ e os $100^\circ C$	79
Tabela 4-4 – Cálculo do erro com a calibração entre os $25^\circ C$ e os $100^\circ C$	79
Tabela 4-5 – Cálculo do erro com a calibração entre os $0^\circ C$ e os $75^\circ C$	80
Tabela 4-6 – Cálculo do erro com a calibração entre os $25^\circ C$ e os $75^\circ C$	80
Tabela 4-7 – Resumo do erro da calibração entre dois pontos.	81
Tabela 4-8 – Valores retirados da simulação da linha de atraso PTAT e com o contador na gama de temperaturas $[-50;150]^\circ C$	82
Tabela 4-9 – Erro da compensação de <i>offset</i>	83
Tabela 4-10 – Resultados obtidos da simulação global do sistema.	84
Tabela 4-11 – Valores de calibrações e de sensibilidade referente aos valores da tabela 4-10	85
Tabela 4-12 – Erros máximos entre intervalos de calibração e intervalos de leitura.....	85
Tabela 4-13 – Valores totais de ocupação do sensor de temperatura com 3000 inversores na FPGA.	88
Tabela 4-14 – Valores de ocupação do contador de 16 bits na FPGA.....	88
Tabela 4-15 – Valores de ocupação da linha de atraso com 3000 inversores na FPGA.....	89
Tabela 4-16 – Valores totais de ocupação do sensor de temperatura com 100 inversores na FPGA.	89
Tabela 4-17 – Valores de ocupação do contador de 8 bits na FPGA.....	89
Tabela 4-18 – Valores de ocupação da linha de atraso com 100 inversores na FPGA.....	89
Tabela 4-19 – Valores medidos pelo sensor de 3000 inversores à temperatura ambiente.....	91
Tabela 4-20 – Valores medidos pelo sensor de 3000 inversores da temperatura no interior do congelador.	91
Tabela 4-21 – Valores medidos pelo sensor de 100 inversores à temperatura ambiente.....	91
Tabela 4-22 – Valores medidos pelo sensor de 100 inversores da temperatura no interior do congelador.	92
Tabela 5-1 – Comparação de características entre o sensor baseado em oscilador de anel e o baseado em linha de atraso, quando implementados em tecnologias idênticas.	96

1 Introdução

A temperatura provavelmente é dos parâmetros a ter em grande consideração quando se projecta um sistema/dispositivo, pois esta por si só pode fazer com que este funcione de forma completamente diferente da pretendida, podendo danificar-se a ele próprio e/ou o que rodeia. Uma das formas de evitar que a temperatura não tenha essa influência no sistema, é este ser construído com componentes que tenham uma baixa dependência da temperatura, o que a maioria das vezes é difícil pelo facto de os materiais padrão utilizados não terem essa característica. Para se tentar contornar o problema da variação da temperatura nos sistemas em que esta tem uma importância relevante para o funcionamento normal, a solução pode passar por se inserir no sistema um controlador de temperatura acoplado a um módulo de aquecimento e/ou um de refrigeração, conforme as condições de operação necessárias. O controlador de temperatura tem de ter obrigatoriamente um módulo que detecta a temperatura ambiente em que se encontra. Este módulo normalmente é composto por um sensor térmico (Gardner, Varadan et al. 2001).

Os sensores térmicos são sensores que têm como principal característica quantificar a temperatura, o fluxo de calor ou uma condutividade térmica num determinado ambiente (sistema). Os sensores térmicos com maior importância e implementação são os sensores de temperatura (Gardner, Varadan et al. 2001).

Os sensores de temperatura eléctricos podem-se dividir nos seguintes tipos:

- os interruptores térmicos;
- os termistores;
- os termogeradores (passivos e activos).

Exemplos de interruptores térmicos são os bi-metálicos e os de coluna de mercúrio. Os bi-metálicos são do género do da figura 1-1, que, quando a temperatura aumenta, o disco bi-metálico dilata, deslocando para cima a haste que separa os contactos eléctricos; quando a temperatura diminui, tem o funcionamento inverso. Os interruptores térmicos de coluna de mercúrio são idênticos a um termómetro de mercúrio, mas adicionalmente têm um contacto no reservatório de mercúrio e um outro no local da escala de temperatura onde se quer que o interruptor seja activado.

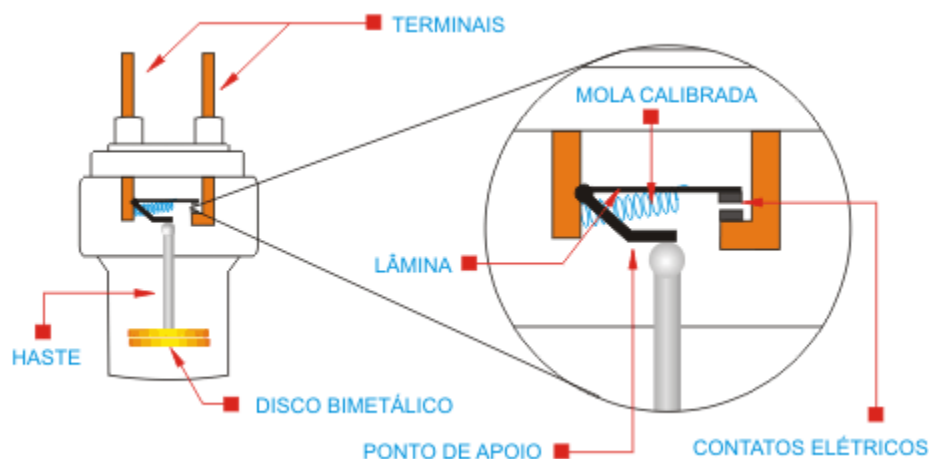


Figura 1-1 - Sensor térmico bi-metálico

Os termistores são basicamente constituídos por resistências cujo valor varia com a temperatura. Os materiais típicos para essas resistências são: a platina, o níquel, o cobre e o silício. O funcionamento destes sensores será descrito de forma mais pormenorizada no subcapítulo 2.2.1.

Os termogeradores podem ser passivos ou activos. Os termogeradores passivos são circuitos que geram uma grandeza aos seus terminais (tensão, corrente, corrente, frequência, entre outras), com equivalência directa à temperatura em que estão inseridos, sem que tenham de consumir energia para o fazer (por exemplo, o termopar analisado no subcapítulo 2.2.2). Os termogeradores activos são dispositivos que têm as mesmas características que os passivos mas precisam de consumir energia para funcionarem (exemplo disso são os termodíodos e os termotransístores analisados no subcapítulo 2.2.4).

Nos últimos anos, com o crescimento da utilização dos circuitos integrados (IC), os sensores de temperatura em CMOS ganharam uma grande popularidade. Tal deve-se, ao facto de terem baixo custo, baixo consumo, alto rendimento e no caso de se ter de controlar a temperatura no interior de um IC, estarem inseridos exactamente no local que se pretende controlar a temperatura, aumentando assim a eficácia do controlo (Udrea, Santra et al. 2008).

1.1 Motivação e objectivos

A motivação e o objectivo da elaboração desta dissertação foram fazer um estudo geral sobre os sensores de temperatura implementáveis em IC mais populares. Depois do estudo geral, escolher dois dos sensores que parecessem ser mais inovadores e ter mais potencialidades a nível de características, fazer-lhes um estudo mais pormenorizado, aplicar-lhes alguma inovação, implementá-los em tecnologia CMOS e, no final, fazer uma comparação de

resultados entre os dois. Na projecção e na implementação dos sensores escolhidos teve-se como metas iniciais obter um intervalo de medição mínimo de 100°C , uma precisão e sensibilidade inferiores a $\pm 2^{\circ}\text{C}$, para o menor consumo e a menor área utilizada possíveis.

1.2 Estrutura dos capítulos

Este documento é composto por cinco capítulos, que são:

1 – Introdução:

Neste capítulo são apresentados, o enquadramento e os objectivos desta dissertação.

2 – Sensores de temperatura (Métodos para implementar sensores de temperatura):

Neste capítulo, são descritos diversos tipos de sensores de temperatura que podem ser inseridos num circuito integrado bem como os métodos para os implementar, de uma forma sucinta.

3 – Sensor de temperatura baseado em osciladores em anel:

Neste capítulo, descreve-se a estrutura e o funcionamento em pormenor do sensor de temperatura baseado em osciladores em anel, faz-se uma implementação do mesmo num simulador e analisa-se os resultados obtidos.

4 – Sensor de temperatura por linha de atraso:

Neste capítulo, descreve-se a estrutura e o funcionamento em pormenor do sensor de temperatura por uma linha de atraso, estudam-se algumas optimizações, faz-se uma implementação do mesmo num simulador, faz-se uma implementação num dispositivo lógico programável e analisam-se os resultados obtidos em ambas as implementações.

5 – Conclusão e trabalho futuro:

É o último capítulo desta dissertação e é onde se faz uma comparação entre os sensores estudados nos capítulos 3 e 4, as conclusões finais e se propõe a efectuar num possível trabalho futuro.

2 Sensores de temperatura (Métodos para implementar o sensor de temperatura)

O sensor de temperatura é um dispositivo que tem como função medir a temperatura do local onde se encontra inserido.

Os sensores de temperatura normalmente são ligados a um circuito controlador. Este conjunto serve para reagir à temperatura do sistema em que este se encontra e/ou controlá-la. O controlo de temperatura de um sistema pode aumentar substancialmente o rendimento e eficiência do mesmo. Quando se projecta um sistema que não tem controlo de temperatura este é, normalmente, projectado para o pior caso de funcionamento relativo à temperatura.

Quando ocorre um aquecimento excessivo num sistema com controlo de temperatura, pode-se aumentar o sistema de arrefecimento para minimizar o problema, sem comprometer a velocidade e a integridade daquele sistema. No caso de tal não ser possível ou ser insuficiente, pode-se tentar reduzir a velocidade de funcionamento do sistema e/ou desactivar zonas não necessárias ou com menos importância. Em último recurso, pode-se proceder a uma desactivação de forma controlada do sistema, caso seja possível, ou activar os protocolos de segurança, que dependerão do tipo de sistema. No caso de um computador pessoal, a solução do problema pode passar por um simples desligar do sistema, mantendo o arrefecimento ligado. No caso de um aparelho médico de suporte de vida, a solução passa por assinalar a avaria e sugerir a sua substituição, mantendo o funcionamento de forma eficaz durante o maior período de tempo possível. Por outro lado, no caso de uma central nuclear em sobreaquecimento, deve-se activar todos os protocolos de segurança necessários para controlar/conter os danos.

Os sensores de temperatura são actualmente utilizados em inúmeros dispositivos. São exemplos disso:

- os computadores pessoais;
- os telemóveis;
- as televisões;
- as consolas de jogos;
- os automóveis (por exemplo: pneus, motor, habitáculo...);
- os equipamentos médicos;
- as centrais de produção de energia;

- os medidores de temperatura em pneumáticos;
- os medidores de temperatura em travões.

2.1 Composição de um sensor de temperatura

Os sensores de temperatura, em geral, são compostos por três blocos distintos (figura 2-1):

- sensor de temperatura propriamente dito;
- referência;
- comparador, bloco que faz a comparação com a referência e nos dá o valor da temperatura.

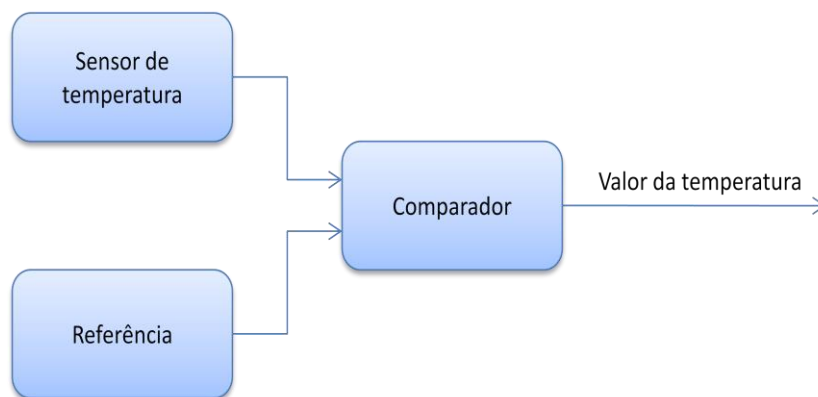


Figura 2-1 – Arquitectura geral de um sensor de temperatura.

No caso de um termómetro convencional de mercúrio, o sensor de temperatura é o mercúrio que varia o seu volume com a temperatura, a referência é a escala e os valores na escala são aquilo que faz a comparação entre o valor medido e a escala que nos transmite o valor da temperatura. Por outro lado, no caso dos sensores de temperatura em CMOS, os blocos são idênticos mas compostos por elementos electrónicos.

A implementação de sensores de temperatura em IC pode ser dividida em duas áreas de aplicação:

- medição da temperatura onde o IC se encontra inserido;
- controlo/monitorização da temperatura do IC, para que este não se auto-destrua por sobreaquecimento.

No caso da primeira área de aplicação, o sensor de temperatura num IC ou fora deste tem a mesma eficácia, pois o seu funcionamento só vai depender da temperatura a que se encontra. No caso da segunda aplicação, há que ter em conta que o sensor colocado internamente no IC tem inúmeras vantagens:

- a sensibilidade à temperatura é maior, devido ao facto de o sensor estar no centro da fonte de temperatura e não ter um meio intermédio para a medição;
- o controlo da temperatura poderá ser feito internamente no IC, evitando ligações ao exterior e consequentes falhas e erros.

Em geral, os sensores de temperatura em IC têm as mesmas aplicações que outros sensores de temperatura convencionais (considerando convencionais todos os outros sensores de temperatura, não implementáveis em IC) e têm como principais vantagens (Law and Bermak 2008):

- o baixo custo;
- o alto rendimento;
- o baixo consumo.

Devido às vantagens descritas acima, os sensores de temperatura em IC têm ganho uma grande importância na indústria electrónica.

2.2 Implementação dos sensores de temperatura em IC

Para implementar este tipo de sensores existem diversas formas de o fazer. Nas secções seguintes, é descrito o funcionamento de alguns sensores de temperatura que podem ser integrados em IC. Os sensores descritos são os seguintes:

- os termistores;
- o micro-termopar;
- o duplo ressonador;
- os termodíodos;
- os termotransístores;
- os sensores baseados na corrente proporcional com a temperatura, com transístores MOS;
- os baseados em osciladores de anel;
- os baseados em linha de atraso.

Estes podem ser divididos em duas categorias: os sensores de temperatura discretos e os sensores de temperatura implementáveis em circuito monolítico (CMOS digital). Os três primeiros acima referidos enquadram-se na primeira categoria e os restantes na segunda.

2.2.1 Os termistores

Sabe-se que uma resistência tem valores diferentes para temperaturas diferentes. Essa variação de valor pode ser utilizada para medir a temperatura. Os sensores de temperatura através de resistências – termistores, utilizam a resistividade, ρ , e a resistência, R , dos materiais para medir a temperatura, pois estes variam com a temperatura absoluta, T . No caso particular dos *chemoristors*, essa variação é descrita por polinômios de segundo grau (equação 2-1 e equação 2-2)(Gardner, Varadan et al. 2001).

$$\rho(T) = \rho_0(1 + \alpha_T + \beta_T * T^2)$$

Equação 2-1

$$R(T) = R_0(1 + \alpha_T + \beta_T * T^2)$$

Equação 2-2

onde ρ_0 é a resistividade, R_0 a resistência à temperatura de referência (0°C) e α_T e β_T são coeficientes de temperatura.

Na implementação de termistores, o metal mais utilizado é a platina. Tal acontece devido ao facto de este metal ter um α_T de valor absoluto mil vezes maior que o β_T , fazendo com que os termistores sejam muito lineares, com erros na ordem dos $\pm 0,1^\circ\text{C}$, para intervalos de leitura de $[-260;1700]^\circ\text{C}$.

Os termistores implementados em IC têm uma dependência da temperatura diferente da dos que são implementados em outras tecnologias, sendo esta muito pouco linear, como se pode constatar pela equação 2-3.

$$\rho(T) \approx \rho_{ref} * e^{B * \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}}\right)}$$

Equação 2-3

A variação da resistência dos termistores implementados em IC com a temperatura é elevada, variando de $M\Omega$ (mega Ohms) para Ω (Ohms) em intervalos de 100°C . Há que salientar também que a temperatura de referência para o termistor implementado em IC é normalmente é de 25°C , em vez dos 0°C utilizados nos termistores implementados em outras tecnologias.

2.2.2 Os termopares e os micro-termopares

Os termopares ou pares termoelétricos são dispositivos de medição de temperatura, baseados no efeito de Seebeck. O efeito de Seebeck ocorre quando dois segmentos de metais diferentes (A e B), unidos numa das extremidades que se encontra a uma temperatura T , têm a as

extremidades opostas não unidas e a uma temperatura T_{ref} . Nessa situação, gera-se entre as extremidades não unidas dos dois segmentos uma tensão eléctrica (figura 2-2) (Baltes, Brand et al. 2005).

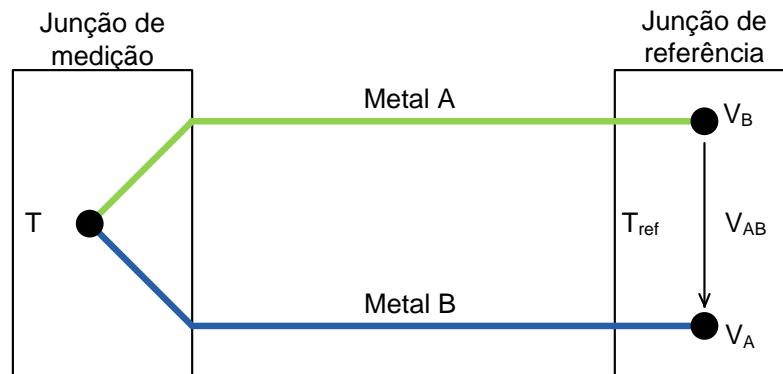


Figura 2-2 – Esquemático de um termopar.

Esta tensão é dependente de forma directa e proporcional da temperatura em que a junção entre os dois metais se encontra (junção de medição), como se pode comprovar pela equação 2-1.

$$V_{AB} = V_B - V_A = (a_A - a_B) * (T - T_{ref})$$

Equação 2-4

onde a_A e a_B são os coeficientes de Seebeck dos metais A e B, respectivamente. Muitas vezes, a tensão aos terminais do termopar, V_{AB} , é demasiado reduzida para se fazer uma medição de temperatura. Nestes casos, pode-se optar por se utilizar diversos termopares ligados em série, formando, assim uma termopilha (figura 2-3) (Baltes, Brand et al. 2005).

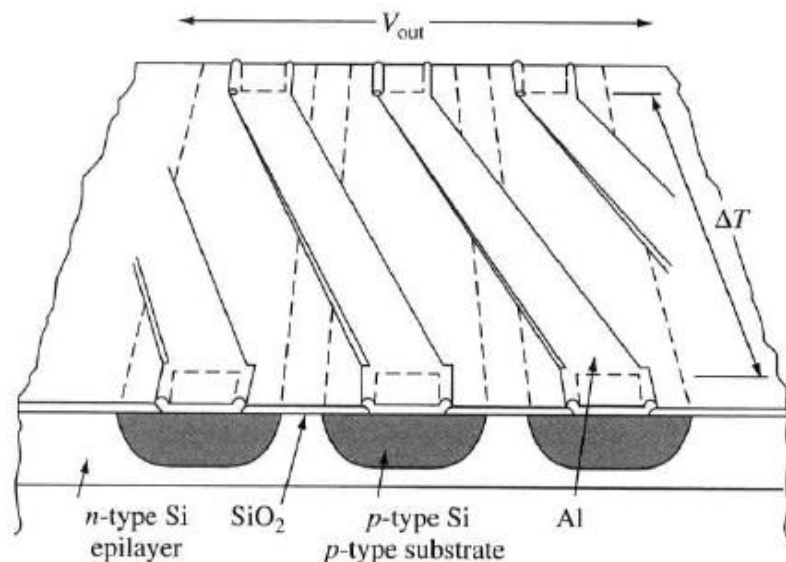


Figura 2-3 – Termopilha em alumínio (Gardner, Varadan et al. 2001).

O valor da tensão de saída da termopilha será a soma da tensão de todos os termopares que a compõem. Se considerarmos que os termopares são todos iguais, esse valor será o da equação 2-1.

$$V_{out} = N * (a_A - a_B) * (T - T_{ref})$$

Equação 2-5

O aumento do número de termopares faz aumentar a condutividade térmica entre a junção a medir e a de referência. Devido a este facto, nem sempre o aumento do número de termopares faz aumentar a qualidade do sensor.

Para a construção de termopares ou termopilhas com boas características, existem diversos tipos de materiais. Porém, só existe um tipo de material compatível com a tecnologia de fabrico do CMOS padrão, que é o alumínio (Al) (Baltes, Brand et al. 2005).

2.2.3 Os duplos ressonadores

Um sensor deste tipo é constituído por dois osciladores de ressonância que geram duas frequências similares com diferentes sensibilidades à temperatura. Se se combinar estas duas frequências, é gerada uma nova frequência, a frequência de batimento, que é fortemente dependente da temperatura. Essa dependência da temperatura é tal que se consegue obter um sensor com uma sensibilidade de $0,008^{\circ}\text{C}$ e com uma amostragem por segundo (Jha, Bahl et al. 2007).

Para gerar as frequências utiliza-se uma base que tem contacto com a fonte de calor, que por sua vez, é ligada a dois ressonadores que geram as frequências idênticas e que têm coeficientes de temperatura diferentes (figura 2-4). Os ressonadores são compostos por raios de silício (Si) com um revestimento fino de sílica (SiO₂) (figura 2-5).

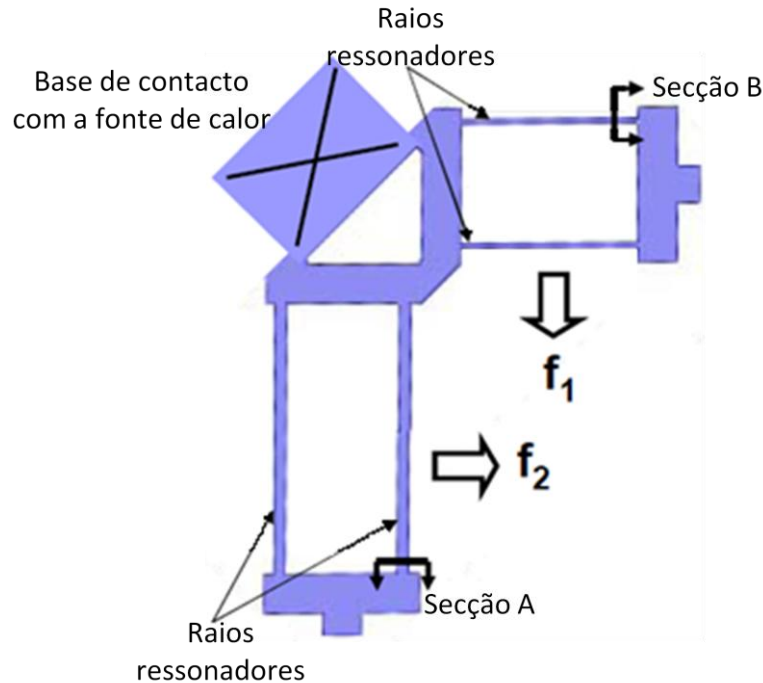


Figura 2-4 – Representação do sensor de temperatura do duplo ressonador (Jha, Bahl et al. 2007).

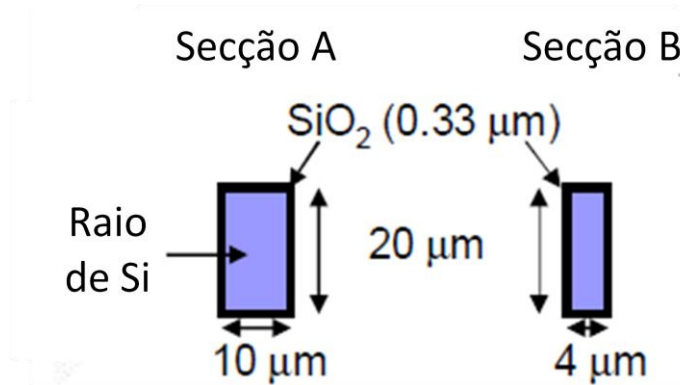


Figura 2-5 – Secções dos raios dos ressonadores (Jha, Bahl et al. 2007).

As frequências geradas, f_1 e f_2 , são dadas pela equação 2-6 e pela equação 2-7, que combinadas originam a frequência de batimento, f_{beat} (equação 2-8).

$$f_1(T) = f_1(T_0) + a_1 * \Delta T + b_1 * \Delta T^2 + \dots$$

Equação 2-6

$$f_2(T) = f_2(T_0) + a_2 * \Delta T + b_2 * \Delta T^2 + \dots$$

Equação 2-7

$$f_{bean}(T) = f_{bean}(T_0) + (a_1 - a_2) * \Delta T + (b_1 - b_2) * \Delta T^2 + \dots$$

Equação 2-8

Nestas equações a_i , a_2 , b_2 e b_2 são os coeficientes de temperatura de cada um dos osciladores (que são constantes), T_0 a temperatura de referência, $\Delta T = T - T_0$ e T a temperatura a que o sistema se encontra. Na equação 2-8, o termo de primeira ordem é cerca de 10.000 vezes maior do que o da segunda ordem e ainda maior do que os de ordem superior. Devido a este facto, pode-se considerar que o f_{beat} é o da equação 2-9, o que faz com que a frequência gerada pelos osciladores seja proporcional à temperatura (Jha, Bahl et al. 2007).

$$f_{bean}(T) \approx f_{bean}(T_0) + (a_1 - a_2) * \Delta T$$

Equação 2-9

2.2.4 Os termodíodos e os termotransístores

Uma forma simples e fácil de projectar um sensor de temperatura, compatível com o processo de construção normalizado em IC, é utilizar díodos ou transístores para esse efeito. A primeira utilização documentada destes dispositivos como sensores de temperatura remonta a 1962 e foi efectuada por McNamara (McNamara 1962).

2.2.4.1 Os termodíodos

Os sensores de temperatura construídos por díodos baseiam-se na característica de estes variarem o seu comportamento com a temperatura, para temperaturas inferiores a 300°C (equação 2-10).

$$I = I_S * \left(e^{q * \frac{V}{k * T}} - 1 \right)$$

Equação 2-10

onde I_S é a corrente de saturação, k a constante de Boltzmann, T a temperatura, V a tensão aos terminais e I a corrente que passa pelo díodo.

Considerando que a corrente, I , que passa no díodo é constante (figura 2-6), a queda de tensão no transístor, V , é directamente proporcional à temperatura (equação 2-11) e a sensibilidade, S_T , é dada pela equação 2-12.

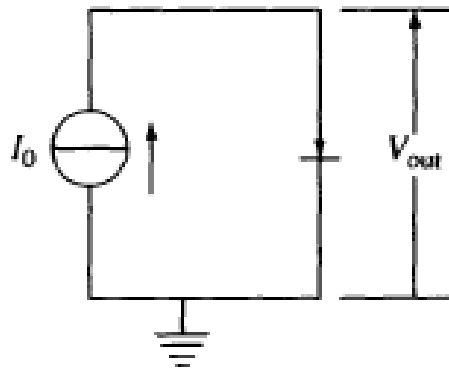


Figura 2-6 – Circuito do ilustrativo do funcionamento de um díodo como sensor de temperatura (Gardner, Varadan et al. 2001).

$$V = \frac{k * T}{q} * \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right)$$

Equação 2-11

$$S_T = \frac{dV}{dT} = \frac{k}{q} * \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right)$$

Equação 2-12

Se considerarmos a que corrente que passa no díodo é muito superior à corrente de saturação, $I \gg I_s$, obtém-se as simplificações seguintes (equação 2-13 e equação 2-14):

$$V = \frac{k * T}{q} * \ln\left(\frac{I}{I_s}\right)$$

Equação 2-13

$$S_T = \frac{dV}{dT} = \frac{k}{q} * \ln\left(\frac{I}{I_s} + 1\right)$$

Equação 2-14

Para um melhor funcionamento do sensor, deve-se ter o díodo a operar a baixas potências, no intuito de evitar o auto-aquecimento deste e de aumentar a sensibilidade do sensor. A sensibilidade também pode ser aumentada com a utilização de vários díodos em série.

Normalmente, o intervalo de medição de temperatura com díodos é de -100°C até 250°C . Porém, para preservar a linearidade dos valores medidos e a compatibilidade do sensor com os limites de temperatura típicos das junções dos ICs, a temperatura de medição encontra-se

entre -55°C e 150°C para o processo *bulk silicon* e entre -55°C e 200°C para o silicon-on-insulator (SOI) (Udrea, Santra et al. 2008).

2.2.4.2 Os termotransístores

Os termotransístores são sensores constituídos por transístores bipolares. Nos transístores bipolares, a tensão entre a base e o emissor, V_{BE} , tem uma dependência da temperatura idêntica à encontrada no díodo (equação 2-11). Na generalidade, quando se utiliza um transístor bipolar como sensor de temperatura, este é colocado em configuração de díodo (figura 2-7). Esta configuração é obtida curto-circuitando o colector com a base do transístor, ficando assim só uma junção activa que é a existente entre a base e o emissor (Gardner, Varadan et al. 2001).

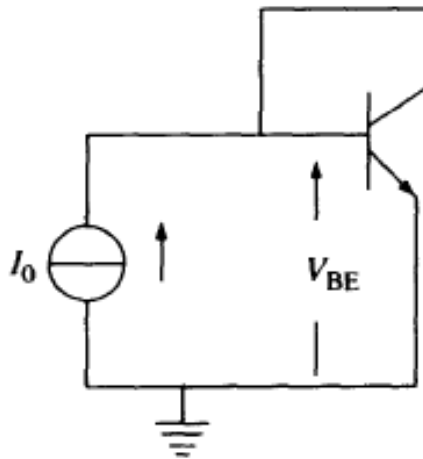


Figura 2-7 – Circuito de um transístor bipolar em configuração de díodo (Gardner, Varadan et al. 2001).

Ao longo dos tempos, foi desenvolvido um método mais sofisticado de medição da temperatura através de transístores ou díodos. Este método surgiu devido ao facto de o método anteriormente explicado ter um erro associado que, facilmente, ultrapassa os 2°C , devido à curvatura do sinal medido (figura 2-8).

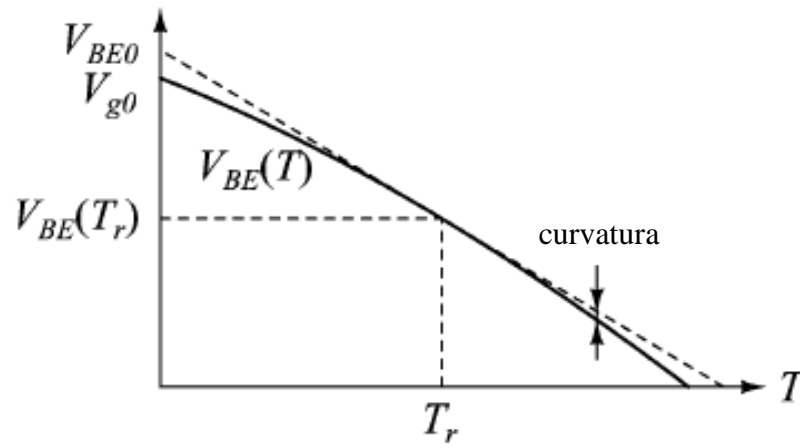


Figura 2-8 – Variação do sinal V_{BE} do circuito da figura 2-8, em função da temperatura (Pertijs, Meijer et al. 2004).

O método que foi desenvolvido a partir do anterior funciona exactamente da mesma forma mas, em vez de se fazer uma única medição da tensão, faz-se duas medições com correntes diferentes a percorrer o circuito. O valor da medição da temperatura depende da variação entre os dois valores da tensão, ΔV_{BE} , em vez de um, como se pode ver pela equação 2-15.

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

Equação 2-15

Juntado a equação 2-13 com a equação 2-15, obtém-se:

$$\Delta V_{BE} = \frac{k * T}{q} * \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) - \frac{k * T}{q} * \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right) = \frac{k * T}{q} * \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = \frac{k * T}{q} * \ln(N)$$

Equação 2-16

onde N é o rácio entre as correntes.

Analisando a equação 2-16, deduz-se, que na utilização deste método o valor da medição não é dependente de nenhum dos processos de fabrico e, como tal, vai aumentar a precisão do sensor substancialmente, como se pode ver na figura 2-9 (Pertijs, Meijer et al. 2004).

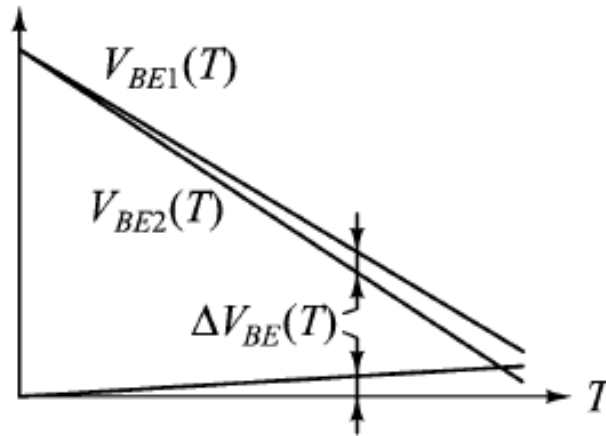


Figura 2-9 – Variação do sinal ΔV_{BE} do sensor de temperatura com dois transistores bipolares, em função da temperatura (Pertijns, Meijer et al. 2004).

Para fazer a implementação deste método mais recente, existem basicamente quatro formas, que se descrevem abaixo.

- i. Um transistor ligado em configuração de diodo e com o emissor ligado a um interruptor, que permite alternar entre duas correntes constantes, com um rácio N conhecido e que passam no transistor (figura 2-10);

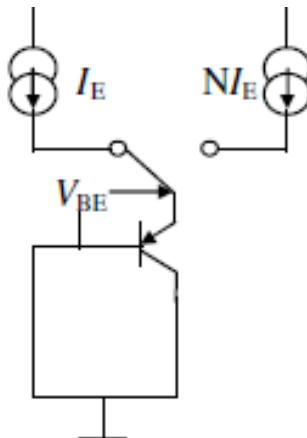


Figura 2-10 – Sensor de temperatura com um transistor e duas correntes (Udrea, Santra et al. 2008).

- ii. Dois transistores idênticos com as bases ligadas entre si e os colectores, também ligados um ao outro. Um desses transistores opera com uma determinada corrente constante, I_E , e o outro trabalha com uma corrente cujo valor é um rácio da corrente do primeiro, NI_E (figura 2-11);

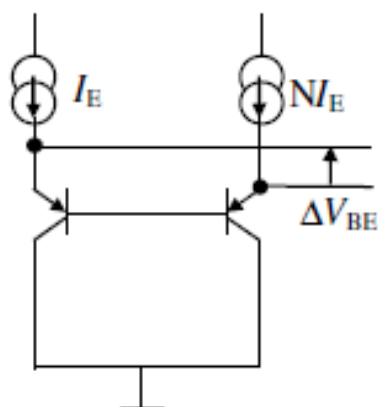


Figura 2-11 – Sensor de temperatura com dois transístores iguais e duas correntes diferentes (Udrea, Santra et al. 2008).

- iii. Esta montagem é idêntica à anterior. No entanto, em vez de se utilizar fontes de corrente com um factor N , utiliza-se transístores com uma área de factor N (figura 2-12);

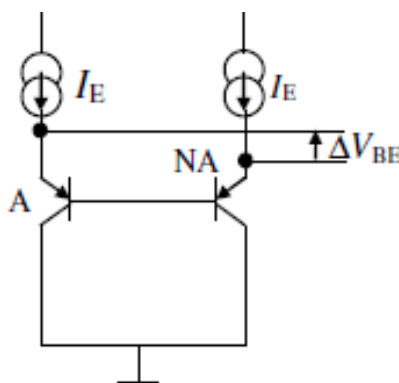


Figura 2-12 – Sensor de temperatura com dois transístores de áreas diferentes, alimentados por correntes idênticas (Udrea, Santra et al. 2008).

- iv. Esta montagem é, em tudo, idêntica à anterior. Contudo, em vez de se ter um transístor com área de rácio N do outro transístor, substitui-se este por N transístores com áreas idênticas e dispostos em paralelo (figura 2-13). Neste caso particular, o valor de N é um número natural maior do que 2.

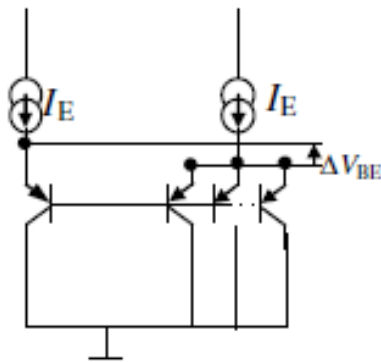


Figura 2-13 – Sensor de temperatura com diversos transístores ligados em paralelo (Udrea, Santra et al. 2008).

As montagens ii, iii, e iv têm a vantagem de fazerem a medição das tensões, V_{BE} , em simultâneo, permitindo assim, ter acesso directo à variação da tensão, ΔV_{BE} , o que simplifica, substancialmente, o processo (Udrea, Santra et al. 2008).

Neste tipo de sensores, o valor ΔV_{BE} medido é bastante reduzido, e para se poder utilizá-lo é necessário amplificá-lo através de um amplificador analógico. No caso de o sensor se destinar a ligar a um dispositivo digital, é necessário converter o valor de analógico para digital, através de um conversor analógico digital (ADC). O amplificador serve para ajustar o ΔV_{BE} à gama dinâmica máxima do ADC. O sensor de temperatura ficará com a arquitectura representada na figura 2-14 (Bakker and Huijsing 1996).

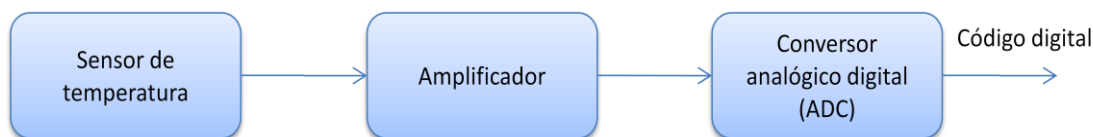


Figura 2-14 – Arquitectura do sensor de temperatura composto por transístores bipolares.

2.2.5 Os sensores baseados na corrente proporcional com a temperatura, com transístores MOS

Os circuitos anteriormente descritos são circuitos que geram uma tensão proporcional com a temperatura, VPTAT. Outra forma de fazer sensores de temperatura é através da elaboração de circuitos que geram uma corrente proporcional à temperatura, IPTAT.

Um dos circuitos possíveis para o fazer é o proposto por (Danaie and Lotfi 2005), representado na figura 2-15.

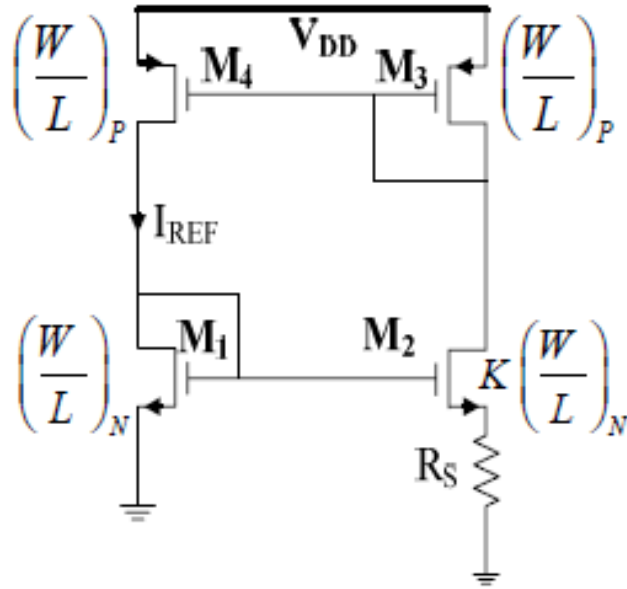


Figura 2-15 – Fonte de corrente proporcional com a temperatura, IPTAT (Danaie and Lotfi 2005).

Este circuito é composto por quatro transístores MOS e uma resistência. O circuito pode ser dividido em duas partes: a parte superior, composta por M_3 e M_4 , e a parte inferior, composta por M_1 , M_2 e R_S . A parte superior é um espelho de corrente simples que tem o intuito de fixar o rácio de correntes, m , entre o ramo da direita e o ramo da esquerda do circuito. A parte inferior, que é um espelho de corrente Widlar, fixa o valor da corrente de referência. Aplicando a lei da tensão de Kirchhoff à malha do espelho de Widlar temos a equação 2-17 (Oguey and Aebischer 1997):

$$V_{GS1} - V_{GS2} - m * R_1 * I = 0$$

Equação 2-17

que pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\sqrt{\frac{I}{\beta_{n0}}} * \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_1}} - \sqrt{\frac{m}{\alpha_2}} \right) - m * R_1 * I = 0, \text{ onde } \beta_{n0} = \frac{\mu_n * C_{ox}}{2} \quad \text{e} \quad \alpha_i = \frac{W_i}{L_i}$$

Equação 2-18

Analisando a equação 2-18, constata-se que μ_n e R_1 dependem da temperatura. Então, pode-se fazer uma combinação entre eles, para que o circuito gere uma corrente que varie proporcionalmente com a temperatura.

A descrição deste circuito será feita de forma mais pormenorizada nas secções 3.2.1.1 e 3.2.1.2.

(Fiori and Croveti 2005) propõem, ainda, a alteração ao circuito, ilustrada pela figura 2-16.

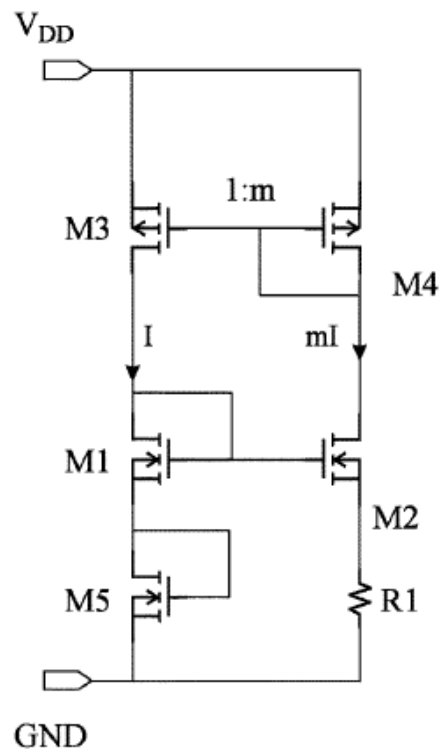


Figura 2-16 – Alteração ao circuito da figura 2-1 proposta por (Fiori and Croveti 2005).

Nesta alteração, é acrescentado um transistor em configuração de díodo ao espelho de Widlar. Isto faz com que a temperatura dependa de mais um elemento do circuito, aumentando, assim, a capacidade de ajuste do mesmo e tornando a corrente de saída, ainda, mais linear e mais precisa.

2.2.6 Os sensores baseados em osciladores em anel (Ring-Oscillator)

Os sensores de temperatura baseados em osciladores em anel são compostos por: uma fonte de corrente PTAT, uma fonte de corrente constante com a temperatura, dois osciladores em anel controlados por corrente, um divisor de *clock* e um conversor de tempo para digital (TDC). Estes componentes estão interligados da forma representada na figura 2-17.

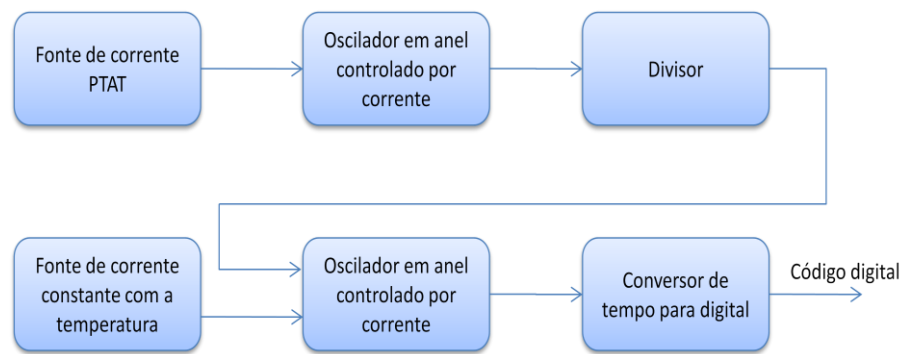


Figura 2-17 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em oscilador de anel (Chan-Kyung, Bai-Sun et al. 2008).

Sucintamente, o processo de medição passa pela geração de uma frequência PTAT, seguida da medição do seu valor, que tem uma correspondência directa com a temperatura a que o sensor se encontra. Para se efectuar este processo de medição da variação da frequência PTAT, esta é dividida para um valor mais reduzido e possível de medir pelo divisor. Após a divisão do sinal, este é contado com a frequência constante com a temperatura, por intermédio do TDC. O gerador de corrente constante com a temperatura só é activado quando é necessário contar a duração do sinal que sai do divisor.

Este sensor é um dos que serão implementados e como tal será descrito de forma mais pormenorizada em capítulo próprio (capítulo3).

2.2.7 Os sensores baseados em linha de atraso

Os sensores de temperatura por cadeia de atraso são sensores que têm como base uma linha de atraso, que retarda, temporalmente, um sinal que passa por ele, sem o alterar. A temperatura tem uma relação directa com o valor temporal, que o sinal é retardado pela linha de atraso.

Para a implementação de um sensor deste tipo é utilizada a arquitectura da figura 2-18 que é composta pelos seguintes blocos:

- o gerador de pulsos proporcionais com a temperatura;
- a referência externa;
- o conversor de tempo para digital (TDC).

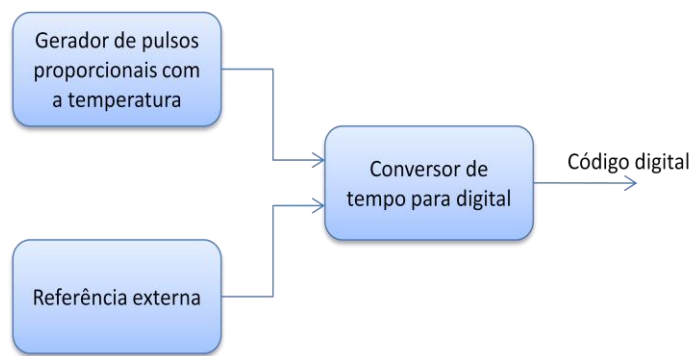


Figura 2-18 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em linha de atraso (Poki, Mon-Chau et al. 2007).

O gerador de pulsos proporcionais com a temperatura é composto pela linha de atraso constituída por portas lógicas e por um comparador (figura 2-19). O seu funcionamento consiste em inserir um pulso (onda quadrada), que passa por uma linha de atraso com a temperatura, e comparar o sinal atrasado com o original. O gerador de pulsos proporcionais com a temperatura, gera à sua saída um pulso com o período de duração equivalente à temperatura a que o bloco se encontra.

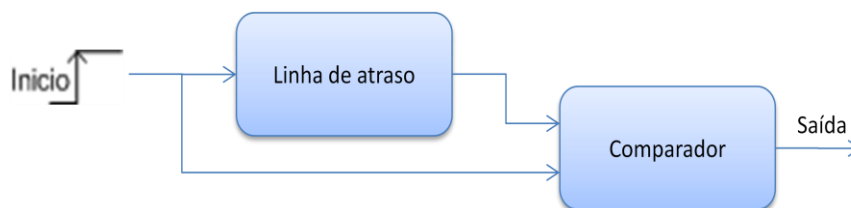


Figura 2-19 – Diagrama blocos do gerador de pulsos proporcionais com a temperatura.

O sinal de referência é um sinal exterior ao sensor, que, normalmente, é uma onda quadrada com uma frequência que permita o TDC determinar o valor da temperatura.

O TDC está ligado à referência externa e ao gerador de pulsos proporcionais com a temperatura e tem como objectivo medir/contar a duração dos pulsos que saem do gerador, utilizando, para isso, um contador comum e uma lógica simples para que este só conte durante os pulsos gerados. Assim, temos, à saída do TDC, um código binário que é proporcional à temperatura a que o sensor da mesma se encontra.

O funcionamento deste sensor é descrito de forma mais pormenorizada no capítulo 4.

2.3 Poupança de energia de um sensor

Há que ter em conta que, quando se projecta os sensores para um determinado sistema, estes normalmente, têm um número de amostras superior ao que se pretende. Para minimizar o consumo, pode-se desligar os sensores, quando estes não são necessários, diminuindo assim o

consumo do sensor. Em sistemas que funcionam a bateria, tal pode ser bastante importante. Um bom exemplo é o caso da medição de temperatura em pneumáticos, que deve ter uma duração mínima de sete anos, pois este é o tempo normal de vida de um pneumático.

2.4 Forma de tornar os sensores mais rápidos e mais precisos

Uma forma de tornar os sensores de temperatura mais precisos à temperatura do IC, onde estão inseridos, é considerar a abordagem de monitorização remota proposta por (Udrea, Santra et al. 2008) (figura 2-20). Esta abordagem consiste em inserir os blocos do sensor, que são sensíveis à temperatura, na zona do IC onde o foco de temperatura é mais nevrálgico, deixando os blocos de controlo do sensor noutra zona. Ou seja, no caso de um processador, o bloco sensível à temperatura é inserido na zona de processamento que provoca mais aquecimento. Isso torna o sistema mais rápido a reagir e proporciona uma possibilidade de controlo da temperatura mais eficiente. O resto do sensor é colocado numa outra zona em que não exista tanta capacidade de processamento. Esta abordagem tem duas vantagens, relativamente à já descrita: tornar a medição mais rápida e eficiente e inserir menos aquecimento no IC, pois o sensor de temperatura, durante o seu funcionamento, também dissipa energia sob a forma de calor.

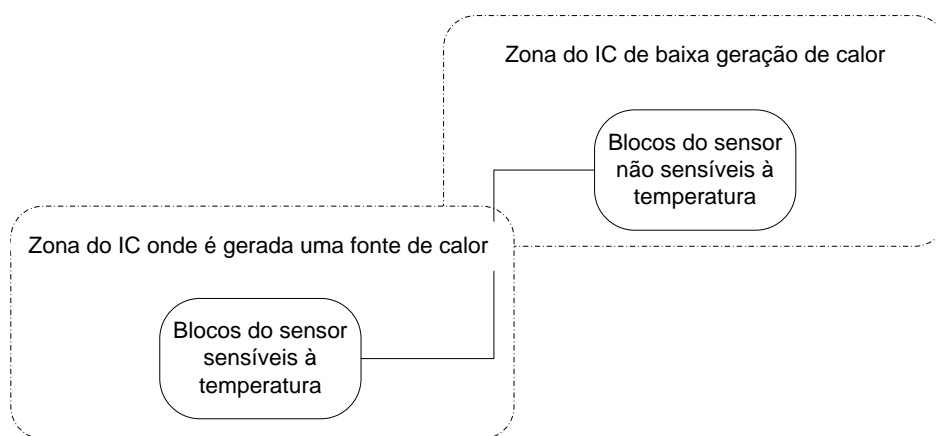


Figura 2-20 – Monitorização remota da temperatura, adaptado de (Udrea, Santra et al. 2008).

2.5 Cálculos

Ao longo deste documento haverá a necessidade de apresentar diversos cálculos efectuados para analisar dados. Esses cálculos serão os de variação de valores e os da calibração entre dois pontos, utilizados na determinação das características dos sensores a implementar.

2.5.1 Variação de valores

Na análise de valores, muitas vezes, há necessidade de fazer o cálculo da sua variação. A variação entre dois valores é dada subtraindo o valor mínimo do máximo, no intervalo a analisar (equação 2-19).

$$\Delta = \text{máximo}(\text{valores}) - \text{mínimo}(\text{valores})$$

Equação 2-19

Para se ter uma noção da quantidade de variação que se tem num determinado intervalo, calcula-se a percentagem de variação no mesmo. Para tal, usa-se a equação 2-20.

$$\Delta[\%] = \frac{\Delta}{\text{média}(\text{valores})}$$

Equação 2-20

2.5.2 Calibração entre dois pontos

Segundo (Clark and Hemsley 1991), a calibração é:

- “a medição da escala de um instrumento ou aparelho científico” ou
- “método de colocar uma escala num instrumento científico, geralmente através da comparação com valores fixos ou normas”.

Os sensores estudados têm uma resposta de forma proporcional e linear com a temperatura, podendo, assim, aplicar-se a calibração baseada em dois pontos. Esta calibração pode-se calcular por fases. Fases estas que vão ser características do instrumento de medida. Estas fases de cálculo são:

- a sensibilidade;
- o erro (3).

No cálculo da sensibilidade, utiliza-se dois pontos de dados afastados um do outro, subtrai-se um do outro e divide-se pelo número de amostras que se pretende medir, no intervalo entre os dois pontos (equação 2-21).

$$\text{Sensibilidade} = \frac{P1 - P2}{n^{\circ}\text{amostras}}$$

Equação 2-21

Para o cálculo do erro, passa-se por um cálculo intermédio que é o cálculo do valor teórico. Esse valor é dado pela multiplicação da sensibilidade pelo valor que se quer medir, T , a que se adiciona o valor base da medição mínima, $offset$, (equação 2-22).

$$Valor\ teórico = Sensibilidade * T + offset$$

Equação 2-22

O valor do erro da medição será dado pela diferença entre o valor teórico e o prático/experimental (equação 2-23).

$$\varepsilon = Valor\ teórico - Valor\ experimental$$

Equação 2-23

Para se saber o erro máximo do sensor, calcula-se o erro para todos os valores obtidos experimentalmente, sendo o maior valor entre esses o erro máximo do instrumento de medida (equação 2-24).

$$\varepsilon_{máximo} = máximo(\varepsilon_i)$$

Equação 2-24

Para se ter uma melhor noção do valor do erro máximo, calcula-se o erro máximo em percentagem equação 2-25.

$$\varepsilon_{máximo} [\%] = \frac{\varepsilon_{máximo}}{média(valores)}$$

Equação 2-25

Por terem uma implementação prática simples, em tecnologia CMOS puramente digital, os sensores de temperatura descritos nas secções 2.2.6 e 2.2.7 serão detalhadamente descritos nos capítulos 3 e 4, respectivamente.

3 Sensor de temperatura baseado em osciladores em anel

O sensor de temperatura proposto tem como base osciladores em anel, ou seja, é constituído por uma cadeia de inversores. Tem como princípio o facto de os osciladores variarem a sua frequência de oscilação com a corrente de polarização dos inversores.

3.1 Arquitectura do sistema

O sensor de temperatura baseado em oscilador em anel tem como base a arquitectura ilustrada no diagrama da figura 3-1 (Chan-Kyung, Bai-Sun et al. 2008).

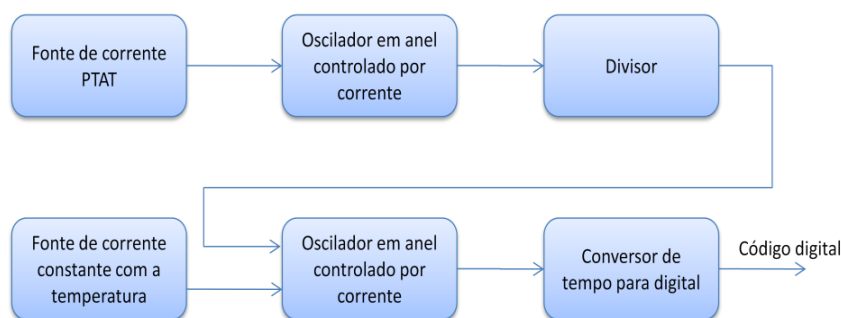


Figura 3-1 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em oscilador de anel (Chan-Kyung, Bai-Sun et al. 2008).

Este sistema pode ser dividido em dois caminhos: o caminho superior e o inferior. A parte superior, contém o sensor de temperatura e é composta pelos blocos:

- a fonte de corrente proporcional à temperatura (PTAT);
- o oscilador em anel controlado por corrente;
- o divisor de oscilação.

A parte inferior é composta por:

- a fonte de corrente constante com a temperatura;
- o oscilador em anel controlador por corrente;
- o conversor de tempo para digital (TDC).

Resumidamente, o caminho superior gera um pulso em que o varia de tamanho com a temperatura e a parte inferior conta a duração desse pulso.

O pulso é gerado por um oscilador em anel controlado por corrente, ou seja, a frequência de oscilação deste vai depender de uma forma directa e proporcional da corrente fornecida para polarizar os inversores. A corrente que o oscilador consome é controlada pela fonte de

corrente PTAT, que gera corrente de forma proporcional à temperatura. Desta forma, o oscilador gera uma onda quadrada com uma frequência proporcional à temperatura em que a fonte de corrente PTAT se encontra. Esta oscilação passa por um divisor que faz com que o pulso tenha um período que a parte inferior consiga contabilizar.

Os dois primeiros blocos do caminho inferior (a fonte de corrente constante com a temperatura e o oscilador em anel controlado por corrente) têm algumas semelhanças com os do caminho superior. O oscilador funciona de forma idêntica, mas tem uma linha extra de activação. Por outras palavras, só opera quando esta entrada está habilitada, e em vez de ser controlado por uma fonte de corrente PTAT é controlado por uma fonte de corrente constante com a temperatura. Isto faz com que o oscilador tenha à saída uma onda quadrada de frequência constante com a temperatura, que permite contar a duração do pulso gerado pela parte superior. A contagem da duração do pulso vai ter uma equivalência directa com a temperatura (Chan-Kyung, Bai-Sun et al. 2008).

3.2 Descrição dos blocos

Os blocos que compõem o sistema, referidos acima e ilustrados na figura 3-1, podem ser divididos em dois tipos: os analógicos e os digitais.

3.2.1 Blocos analógicos

Os blocos analógicos são:

- a fonte de corrente constante com a temperatura;
- a fonte de corrente PTAT;
- o oscilador em anel controlado por corrente.

As descrições dos blocos serão efectuadas nos próximos subcapítulos.

3.2.1.1 Fonte de corrente constante com a temperatura

Para implementar a fonte de corrente constante com a temperatura foi seleccionado o circuito da figura 3-2, conforme (Fiori and Croveti 2005).

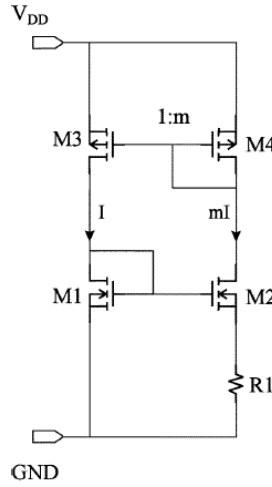


Figura 3-2 – Fonte de corrente de referência implementada em MOS (Fiori and Croveti 2005).

O circuito referido é composto por dois espelhos de corrente simples interligados. Um espelho simples, composto pelos transístores *M3* e *M4* (espelho de superior), e um espelho de corrente Widlar, composto pelos componentes *M1*, *M2* e *R1* (espelho inferior). O espelho de corrente superior fixa o rácio das correntes, *m*, entre os dois lados do circuito, enquanto o espelho inferior, de Widlar, fixa o valor de referência da corrente, *I*. Os transístores nesta montagem trabalham na sua região de saturação. Logo, obedecem a equação 3-1 (Fiori and Croveti 2005),

$$I_D = \frac{\mu * C_{ox}}{2} * \frac{W}{L} * (V_{GS} - V_T)^2$$

Equação 3-1

onde μ é a mobilidade dos portadores na junção (que podem ser electrões μ_n ou lacunas μ_p), C_{ox} é a capacidade da *gate* por unidade de área, W/L é o rácio das dimensões do transístor, V_{GS} é a tensão entre a *gate* e a *source*, e V_T é a voltagem de *threshold*.

Aplicando a lei de Kirchoff's ao circuito, obtém-se a equação 3-2:

$$V_{GS1} - V_{GS2} - m * R_1 * I = 0$$

Equação 3-2

que e se reescreve da forma:

$$\sqrt{\frac{I}{\beta_{n0}}} * \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_1}} - \sqrt{\frac{m}{\alpha_2}} \right) - m * R_1 * I = 0, \text{ onde } \beta_{n0} = \frac{\mu_n * C_{ox}}{2} \quad \text{e} \quad \alpha_i = \frac{W_i}{L_i}$$

Equação 3-3

Da análise da equação 3-3 verifica-se que só o μ_n e R_1 é que dependem da temperatura. Então, o coeficiente de temperatura da corrente de referência é:

$$\frac{1}{I} * \frac{dI}{dT} = -\frac{1}{\mu_n} * \frac{d\mu_n}{dT} - \frac{2}{R_1} * \frac{dR_1}{dT}$$

Equação 3-4

e, simplificando, temos que,

$$k_I = -k_{\mu_n} - 2k_{R_1}, \text{ onde } k_X = \frac{1}{I} * \frac{dX}{dT} = \frac{d \ln(X)}{dT}$$

Equação 3-5

O coeficiente de temperatura da corrente I só depende de k_{μ_n} e de k_{R_1} , parâmetros de processo que não podem ser definidos como zero. A compensação da temperatura é possível, se a queda de tensão em R_1 for dada pela soma dos dois termos, com diferentes coeficientes de temperatura. Com base nesta consideração, é possível desenvolver uma fonte de corrente de referência constante com a temperatura.

Para a implementação da fonte de corrente, foram efectuadas algumas alterações sugeridas em (Oguey and Aebischer 1997), que têm como objectivo substituir a resistência, R_1 , por um transistor NMOS, $N4$. Com esta alteração, foi necessário introduzir mais dois transístores, $P3$ e $N3$, para fornecerem a tensão à *gate* do $N4$ (figura 3-3). Os transístores P_x e N_x são os transístores que servem de espelhos de corrente no oscilador em anel.

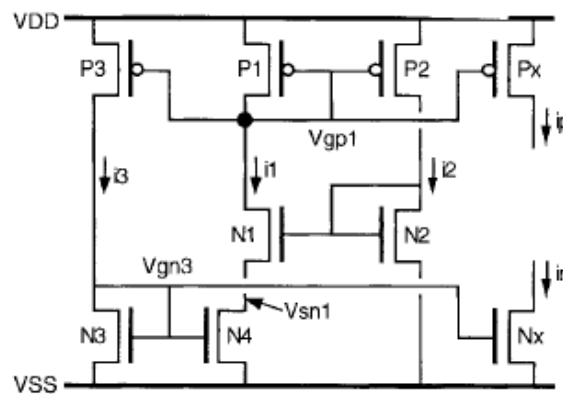


Figura 3-3 – Adaptação da fonte de corrente da figura 3-2 de forma a substituir a resistência, R_1 , por um transistor NMOS (Oguey and Aebischer 1997)

3.2.1.2 Fonte de corrente proporcional com a temperatura (PTAT)

A fonte de corrente PTAT é uma variação da fonte de corrente constante com a temperatura (figura 3-2). Para que seja possível projectar a fonte de corrente constante com a temperatura com este circuito, constata-se que, utilizando a equação 3-5, é preciso compensar os parâmetros $k_{\mu n}$ e k_{R1} de modo a que a soma destes seja igual a zero. No caso de se pretender projectar uma fonte de corrente PTAT, faz-se com que esta soma seja um valor proporcional com a temperatura (Danaie and Lotfi 2005).

3.2.1.3 Oscilador em anel controlado por corrente

Um oscilador em anel não é mais que um número ímpar de inversores colocados em cascata, em que a saída do último faz a realimentação do primeiro.

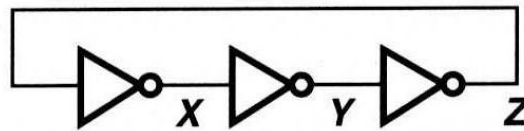


Figura 3-4 – Oscilador em anel com três inversores CMOS (Razavi 2001).

Se considerarmos que o circuito da figura 3-4 começa com o estado $V_X = V_{DD}$, $V_Y = 0V$ e $V_Z = V_{DD}$. Deste estado, o primeiro inversor tem a sua entrada V_{DD} do V_Z , logo o V_X começa a transitar para $0V$ com um atraso de T_D , por conseguinte o V_Y faz o inverso e o V_Z faz o mesmo. Neste momento, o circuito encontra-se exactamente com os valores opostos aos iniciais o que obriga o processo a repetir-se, mas, com os valores opostos (figura 3-5) e, assim sucessivamente, fazendo com que o circuito oscile com o período igual a $6 \times T_D$. Este fenómeno só acontece se o número de inversores for ímpar. Caso contrário, o circuito fica numa condição estável sem nunca alterar valores e nem oscilar (Razavi 2001).

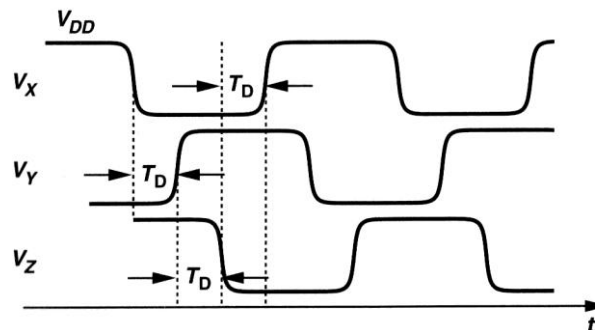


Figura 3-5 – Evolução temporal de um oscilador em anel com três inversores (Razavi 2001).

Normalmente, os inversores que compõem o circuito são idênticos e o tempo de comutação de cada um depende da sua impedância de saída e da capacidade de entrada do próximo inversor.

Há que ter em conta que o tempo de comutação de cada inversor é diferente na transição ascendente (equação 3-6) e na descendente (equação 3-7),

$$t_{PD_rise} = \frac{C_{load} * V_{trp}}{I_{source}}$$

Equação 3-6

$$t_{PD_fall} = \frac{C_{load} * (V_{DD} - V_{trp})}{I_{source}}$$

Equação 3-7

fazendo com que o período e a frequência de oscilação sejam:

$$t_D = N * (t_{PD_rise} + t_{PD_fall}) = \frac{C_{load} * V_{DD}}{I_{source}}$$

Equação 3-8

$$f_{osc} = \frac{1}{N * (t_{PD_rise} + t_{PD_fall})} = \frac{I_{source}}{C_{load} * V_{DD}}$$

Equação 3-9

onde N é o número de inversores no circuito, C_{load} a capacidade de entrada e saída de cada inversor e I_{source} a corrente que o inversor consome.

Da equação 3-9, constata-se que a frequência de oscilação depende directamente e de forma proporcional da corrente que o inversor consome. Logo, se controlarmos a corrente, controlamos a frequência de oscilação do circuito (figura 3-6).

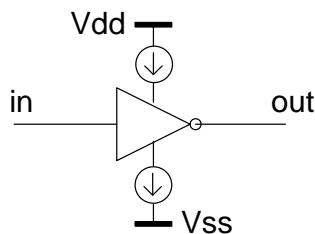


Figura 3-6 – Exemplo do controlo do consumo da corrente de um inversor.

Para termos uma oscilação constante com a temperatura, controlamos o circuito com uma fonte de corrente constante com a temperatura; se quisermos uma oscilação de forma proporcional com a temperatura usamos uma fonte de corrente PTAT.

Na implementação, adoptou-se o circuito com cinco inversores em vez de três, devido ao facto de este número permitir um arranque mais rápido e uma oscilação mais estável (Arabi and Kaminska 1997).

Também se adicionou um inversor à saída com o efeito de *buffer*, para que a onda quadrada resultante da oscilação fique melhor delimitada/definida (figura 3-7). O inversor à saída consegue delimitar melhor a curva por não ter limitação no consumo da corrente e, como está após o anel de oscilação não interfere com a velocidade de oscilação (figura 3-8).

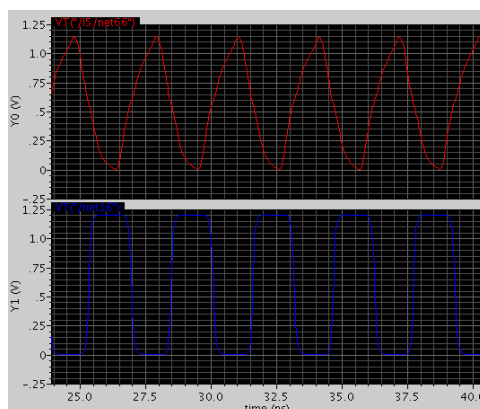


Figura 3-7 – Y0) Saída do oscilador em anel sem inversor à saída Y1) Saída do oscilador em anel com o inversor à saída.

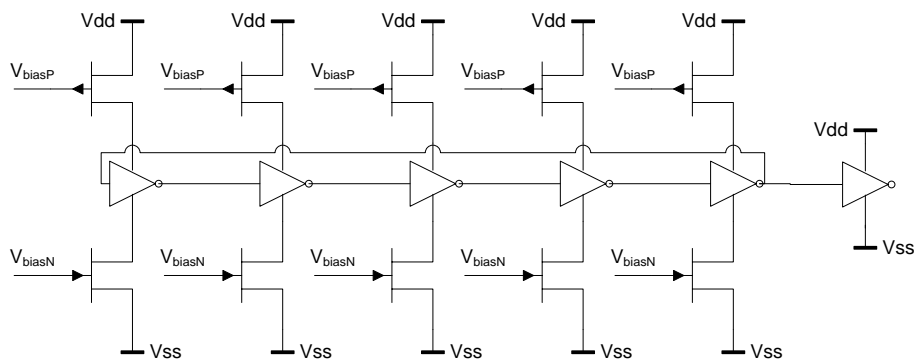


Figura 3-8 – Oscilador em anel clássico com um inversor à saída.

Da análise à arquitectura do sistema (figura 3-1), constata-se que o segundo oscilador em anel controlado por corrente tem duas entradas, em vez de uma. Uma dessas entradas serve para o controlo de corrente e a outra para a activação da oscilação, de modo a que o circuito só oscile quando esta última está activada. Uma forma simples de implementar esta alteração consiste, simplesmente, em trocar um dos inversores no anel de oscilação por uma porta lógica *NAND* (tabela 3-1). Esta porta tem o mesmo efeito que o inversor, mas só quando tem a entrada externa activada. Caso contrário, não inverte o sinal que vem do anel de oscilação, tornando o circuito estável e sem oscilação (figura 3-9).

Tabela 3-1 – Tabela de verdade da porta lógica *NAND*.

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

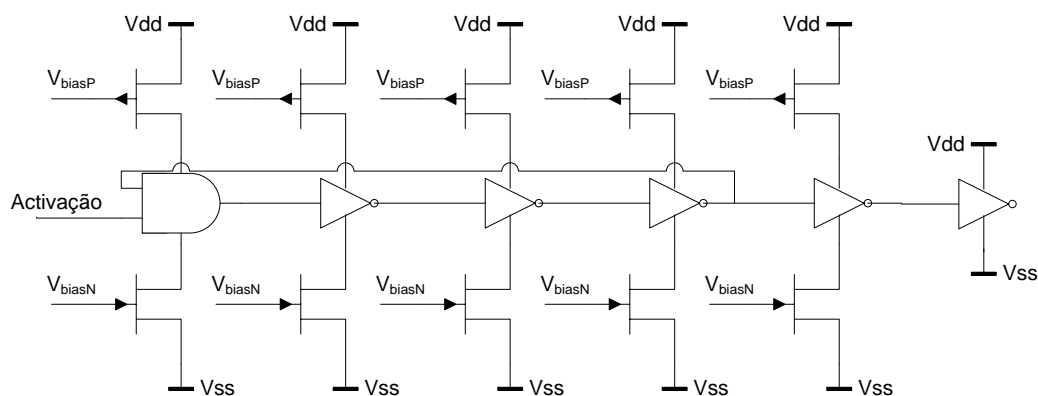


Figura 3-9 – Oscilador em anel com entrada de activação e inversor à saída.

3.2.2 Blocos digitais

Os blocos digitais são:

- o divisor de oscilação;
- o conversor de tempo para digital (TDC).

As descrições dos blocos seguem nos subcapítulos seguintes.

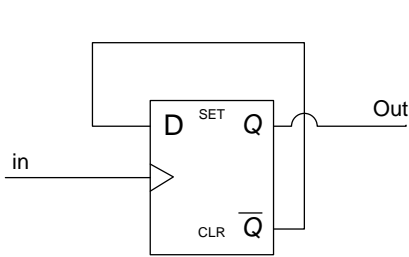
3.2.2.1 Divisor de oscilação

Este bloco não é mais que um contador, em que o sinal de entrada é dividido por um factor de dois em cada bit do contador, como se pode constatar na tabela 3-2, que é um exemplo de um contador de três bits.

Tabela 3-2 – Contador de três bits (↘ transição de 0 para 1).

In	Q_2	Q_1	Q_0
↘	0	0	0
↘	0	0	1
↘	0	1	0
↘	0	1	1
↘	1	0	0
↘	1	0	1
↘	1	1	0
↘	1	1	1

A implementação do contador foi efectuada com flip-flops do tipo D. Cada flip-flop foi realimentado na entrada D pela saída Q negada, fazendo com que ele inverte-se sempre de estado por cada *clock* (figura 3-10 e tabela 3-3). Essa inversão de estado contou com a soma de uma unidade.



in	Q_n	Q_{n+1}
↘	0	1
↘	1	0
↘	0	1
↘	1	0

Figura 3-10 – Flip-flop D com configuração contador.

Tabela 3-3 – Representação do comportamento da Figura 3-10 (↘ transição de 0 para 1).

Para se obter um contador com N -bits basta ligar N montagens da figura 3-10 em cascata, como está esquematicamente representado na figura 3-11.

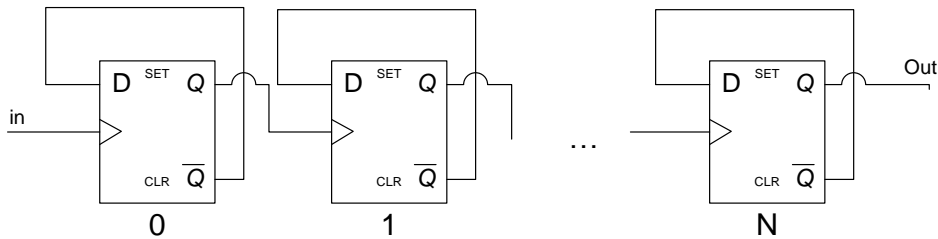


Figura 3-11 – Contador de N -bits.

3.2.2.2 Conversor de tempo para digital (TDC)

O conversor de tempo para digital conta o número de oscilações que ocorrem num pulso. Para esta função bastaria um simples contador. No entanto, como se sabe que, para a temperatura mínima pretendida a contagem não é nula, optou-se pela abordagem descrita em (Poki, Chun-Chi et al. 2005). Esta abordagem tem como princípio desprezar o tempo de duração do pulso na temperatura mínima, para todas as medições, e fazer uma correcção de *offset* (tempo de duração do pulso para a temperatura mínima) (figura 3-12) através de uma linha de atraso.

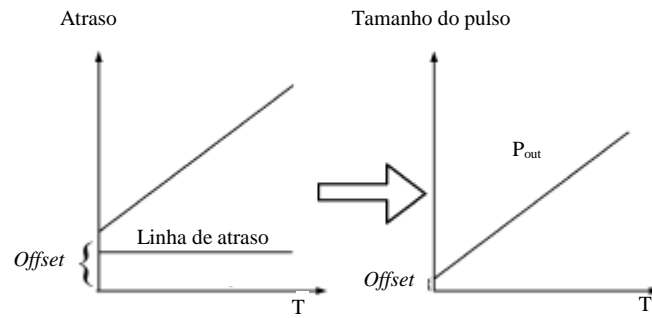


Figura 3-12 – Ilustração da compensação de *offset* através de uma linha de atraso (Poki, Chun-Chi et al. 2005).

A linha de atraso (figura 3-13) não é mais do que um contador ligado a um comparador e a algumas portas lógicas, para que este só contabilize o tempo de *offset*.

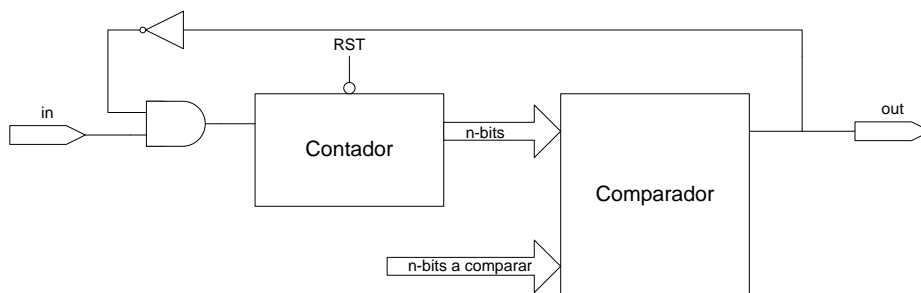


Figura 3-13 – Linha de atraso.

Quando a linha de atraso termina a contagem do tempo de *offset*, activa o segundo contador através de uma porta lógica *AND*. Este segundo contador começa, então, a contar o tempo de duração do pulso, que tem uma relação directa com a temperatura em que o sistema se encontra inserido (figura 3-14).

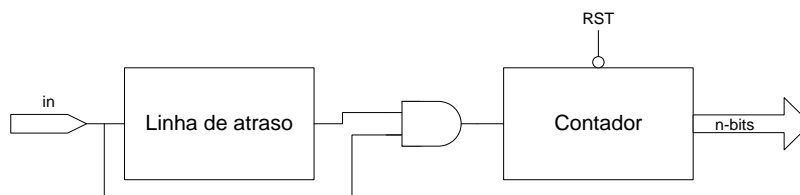


Figura 3-14 – Conversor tempo para digital (TDC) com compensação de *offset*.

3.3 Simulações eléctricas do sistema e análise de linearidade

Os circuitos anteriormente descritos foram projectados e simulados electricamente na tecnologia de *130 nm* CMOS, com um nível de polisilício e oito níveis de metal.

A simulação foi dividida nas seguintes partes:

- a fonte de corrente constante com a temperatura;
- a fonte de corrente PTAT;
- o oscilador em anel com fonte de corrente constante com a temperatura;
- o oscilador em anel com a fonte de corrente PTAT;
- a análise global do sistema.

Esta divisão foi feita para que se tivesse uma melhor percepção do erro inserido por cada bloco e para se tentar minimizá-lo tanto quanto possível.

3.3.1 A fonte de corrente constante com a temperatura

Neste subcapítulo tem-se como objectivo descrever as diversas simulações efectuadas ao circuito da figura 3-3, até que este gerasse uma corrente constante com a temperatura, entre 5 e $6\mu A$, para um intervalo mínimo de $100^{\circ}C$.

Dimensionou-se o transístor $N1$, para: uma corrente de $5\mu A$, uma tensão V_{GS} de saturação, V_{Dsat} , de 200 mV e um L de 380 nm , através da equação 3-1. Isso fez com que o transístor tivesse $W=700\text{ nm}$.

Considerou-se que se o espelho de corrente tinha um rácio de correntes $m=1$, então os transístores $P1$ e $P2$ deveriam ter as mesmas dimensões. Considerou-se que estas seriam: $L=260\text{ nm}$ e $W=650\text{ nm}$. Para evitar significativamente o efeito de canal curto, fixou-se o $L_{min}=2\times 130\text{ nm}=260\text{ nm}$.

Os transístores $P3$ e Px foram considerados iguais aos $P1$ e $P2$. Por sua vez, os $N3$ e Nx foram considerados iguais a $N2$. Estas considerações foram tomadas, de forma a manter o rácio de correntes, m , entre todos os espelhos e facilitar a percepção do funcionamento do circuito durante as simulações.

Optou-se por encontrar as dimensões dos transístores $N1$ e $N4$ da figura 3-3 por simulações sucessivas. Este processo passou por ir variando os valores das dimensões dos transístores $N1$ e $N4$, até se chegar ao menor erro possível. Destas simulações obteve-se a variação de corrente ilustrada no gráfico da figura 3-15, que tem um valor médio de corrente de $5,88\mu A$ no intervalo de temperatura de $[-10;140]^{\circ}C$, com um erro máximo de $0,6\%$ (valor calculado pela equação 2-25), para os valores de $W=5\mu m$ e de $L=800\text{ nm}$. Deste resultado, pode-se concluir que a fonte de corrente analisada é constante com a temperatura, no intervalo $[-10;140]^{\circ}C$.

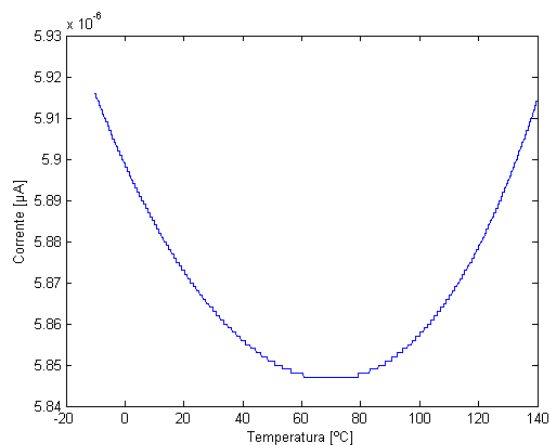


Figura 3-15 – Gráfico da variação da corrente com temperatura para a fonte de corrente constante com a temperatura.

Deste conjunto de simulações, deduziu-se que, através do circuito da figura 3-3, se obtém uma fonte de corrente constante com a temperatura com um erro inferior a 0,6%, com os transístores com as dimensões descritas na tabela 3-1.

Tabela 3-4 – Dimensões dos transístores do circuito da Figura 3-3, para que gere uma corrente constante com a temperatura.

Transístor	Dimensões	
	L [m]	W [m]
P1	650n	260n
P2	650n	260n
P3	650n	260n
Px	650n	260n
N1	290n	380n
N2	380n	700n
N3	380n	700n
N4	5μ	800n
Nx	380n	700n

3.3.2 A fonte de corrente PTAT

Neste subcapítulo, tem-se como objectivo descrever diversas simulações efectuadas no circuito da figura 3-3, até que este gerasse uma corrente PTAT, com um valor máximo abaixo dos $6\mu A$, para um intervalo mínimo de $100^{\circ}C$. Para tal, dimensionou-se o transístor *N1*, para uma corrente de $5\mu A$, uma tensão de saturação 200 mV e $L=380\text{ nm}$, através da equação 3-1. Este procedimento fez com que o transístor tivesse um $W=700\text{ nm}$.

Considerou-se que o espelho de corrente teria um rácio de corrente $m=1$, e que os transístores *P1* e *P2* teriam de ter as mesmas dimensões. Estas dimensões seriam: $L=650\text{ nm}$ e $W=260\text{ nm}$.

Os transístores $P3$ e Px foram considerados iguais aos $P1$ e $P2$. Por sua vez, os $N3$ e Nx foram considerados iguais a $N2$. Estas considerações foram tomadas de forma a manter o rácio de correntes, m , entre todos os espelhos e a facilitar a percepção do funcionamento do circuito, durante as simulações.

Os valores dos transístores $N1$ e $N4$ foram também encontrados, interactivamente, através de simulações. Este processo consistiu em variar as suas dimensões até que o circuito conseguisse gerar uma corrente PTAT, com o menor erro possível. Nestas simulações, obteve-se o comportamento da corrente que consta na figura 3-16. Nesta figura, foi acrescentada uma linha de tendência. A figura 3-17 ilustra a variação do erro ao longo da temperatura que este dimensionamento tem, para se obter uma melhor noção da linearidade da simulação. O valor do erro máximo é de $1,26 \times 10^{-7}$ (valor calculado pela equação 2-24), correspondente a cerca de 2,5% (valor calculado pela equação 2-25), da variação da corrente, o que significa que este circuito gera uma corrente PTAT com um erro de $\pm 2,75^\circ\text{C}$, no intervalo $[-40;100]^\circ\text{C}$.

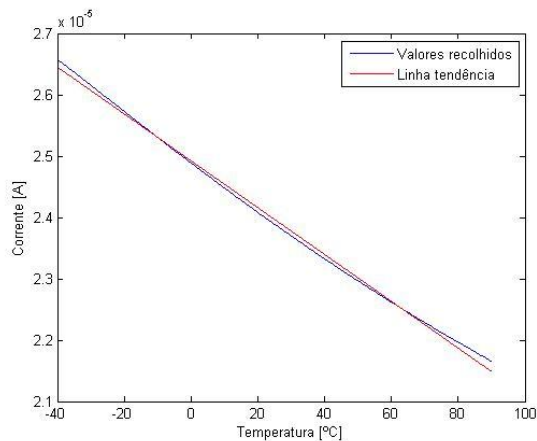


Figura 3-16 – Gráfico da variação da corrente com a temperatura e a linha de tendência dessa variação.

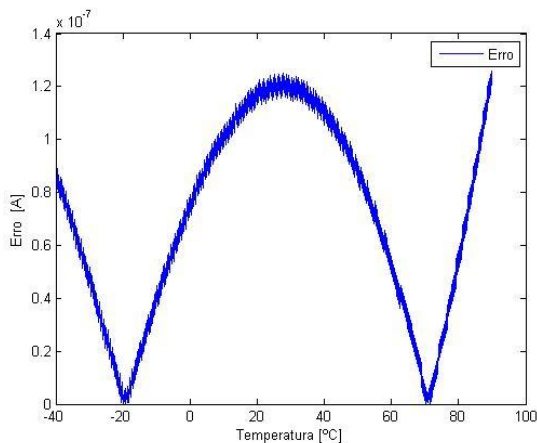


Figura 3-17 – Gráfico da variação do erro ao longo da temperatura dos dados ilustrados na figura 3-16.

Neste grupo de simulações verificou-se que, se dimensionarmos o circuito da figura 3-3 com as dimensões da tabela 3-1, temos um circuito que gera uma corrente PTAT, com um erro inferior a $\pm 2,75^{\circ}\text{C}$ e uma variação entre o valor máximo e mínimo de 20,7% (valor calculado pela equação 2-20).

Tabela 3-5 – Dimensões dos transístores do circuito da figura 3-3, para que gere uma corrente PTAT.

Transístor	Dimensões	
	L [m]	W [m]
P1	1 μ	260n
P2	1 μ	260n
P3	1 μ	260n
Px	1 μ	260n
N1	440n	310n
N2	380n	700n
N3	380n	690n
N4	5 μ	350n
Nx	380n	700n

3.3.3 Oscilador em anel com fonte de corrente constante com a temperatura

Optou-se por simular o bloco do oscilador em anel com o bloco da fonte de corrente constante com a temperatura (figura 3-18), de forma a testar a fonte de corrente em carga e a fazer pequenos ajustes nesta, no intuito de reduzir a sensibilidade à temperatura e de reduzir o erro do conjunto dos dois blocos.

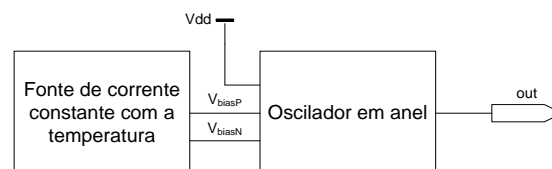


Figura 3-18 – Circuito para teste da fonte de corrente constante com a temperatura e oscilador em anel respectivo.

Da simulação dos dois blocos, obteve-se os resultados da tabela 3-6, ilustrados na figura 3-19.

Tabela 3-6 – Valores simulados com a fonte de corrente constante com a temperatura projectada no subcapítulo

3.2.1.1.

Temperatura [°C]	Frequência [MHz]	Variância [MHz]
0	304.494	10.986
40	293.508	8.896
80	284.612	6.131
120	278.481	1.811
140	276.670	

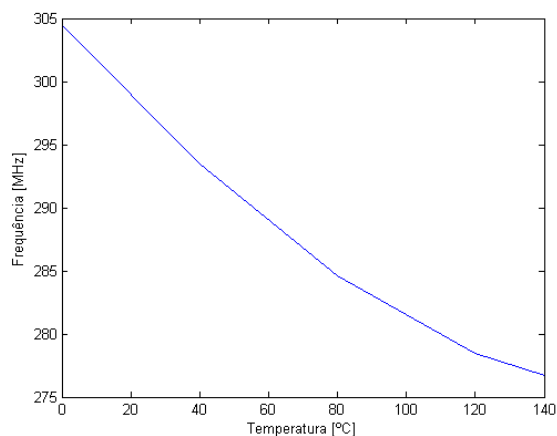


Figura 3-19 – Gráfico da variação da frequência com a temperatura para a fonte de corrente constante com a temperatura.

Por análise da coluna da variância da tabela 3-6 (valores calculados pela equação 2-19) ou do gráfico da figura 3-19, pode-se constatar que o comportamento do conjunto poderia ser ainda mais constante com a temperatura.

Para tentar colocar o circuito menos sensível à temperatura, fez-se pequenos ajustes nas dimensões do transistor *N4*, obtendo-se os resultados da tabela 3-7.

Tabela 3-7 – Resumo dos resultados das simulações para diferentes dimensões no transistor *N4* (Tabela completa no anexo I)

Área	L[nm]	260	260	260	260	260
	W[μm]	4,7	4,8	4,9	5	5,1
Temp. [°C]	f [MHz]	Δ [MHz]	f [MHz]	Δ [MHz]	f [MHz]	Δ [MHz]
0	493,04	4,14	496,68	4,39	500,36	4,50
25	488,90	2,92	492,29	2,76	495,86	3,28
50	485,98	1,06	489,53	0,93	492,58	1,75
75	484,92	1,37	488,60	1,39	490,83	0,40
100	483,55	0,20	487,21	0,03	490,43	0,11
125	483,35		487,18		490,32	
Δ total [MHz]		9,69	9,50	10,04	9,92	10,24
Δ total [%]		1,97	1,91	2,01	1,97	2,02

Como se pode ver na tabela 3-7, os valores da variância máxima em percentagem (Δ total [%]), que o circuito gera para uma frequência constante com a temperatura, são ≈2%. No intuito de perceber melhor o comportamento da variação da frequência em relação à variação

do W do transistor $N4$, fez-se o gráfico da figura 3-20, que ilustra a variação da frequência em relação ao W . Analisando o gráfico, constata-se que existe um mínimo absoluto para $4,8\mu m$ e um mínimo relativo para $5\mu m$. Como a variância é sempre bastante semelhante, decidiu-se considerar dois tamanhos para o transistor $N4$ em vez de um, deixando a escolha do melhor para mais tarde (subcapítulo 3.3.5). Os tamanhos considerados foram os dos mínimos (mínimo absoluto e mínimo relativo).

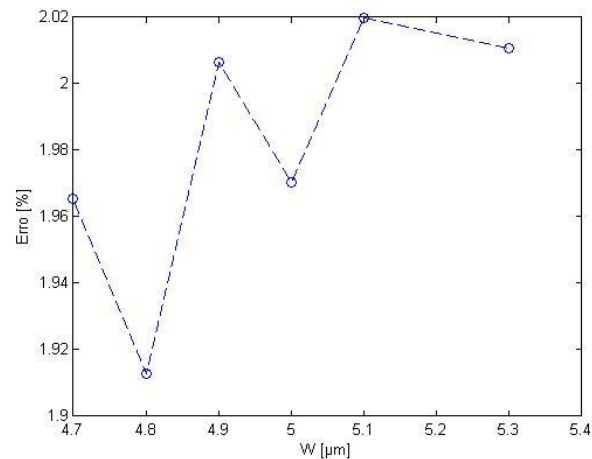


Figura 3-20 – Variação da frequência de oscilação com o W do transistor $M4$.

Deste grupo de simulações, saíram dois dimensionamentos da fonte de corrente constante com a temperatura, em vez de um. Devido ao facto da variação da frequência entre elas ser demasiado próxima, optou-se por deixar a escolha entre estes para o subcapítulo 3.3.5. Os valores finais dos dimensionamentos estão representados na tabela 3-8.

Tabela 3-8 – Dimensões dos transístores da fonte de corrente constante com a temperatura, em carga com o oscilador em anel.

Transístores	1ª escolha		2ª escolha	
	Dimensões		Dimensões	
	L [m]	W [m]	L [m]	W [m]
P1	650n	260n	650n	260n
P2	650n	260n	650n	260n
P3	650n	260n	650n	260n
Px	650n	260n	650n	260n
N1	290n	380n	290n	380n
N2	380n	700n	380n	700n
N3	380n	700n	380n	700n
N4	4,8μ	800n	5,0μ	800n
Nx	380n	700n	380n	700n

3.3.4 Oscilador em anel com fonte de corrente PTAT

Optou-se por simular o bloco do oscilador em anel com o bloco da fonte de corrente PTAT (figura 3-21), de forma a testar a fonte em carga e a linearidade do conjunto. Como o conjunto não era muito linear, decidiu-se fazer pequenos ajustes na fonte, com o intuito de aumentar a linearidade e reduzir o erro do conjunto destes dois blocos.



Figura 3-21 – Circuito para teste da fonte de corrente PTAT e do oscilador em anel respectivo.

Da simulação do conjunto dos dois blocos, obteve-se os resultados apresentados na tabela 3-9 e ilustrados na figura 3-22.

Tabela 3-9 - Valores simulados com a fonte de corrente PTAT projectada no subcapítulo 3.2.1.2.

Temperatura [°C]	Frequência [MHz]	Variância [MHz]
-40	372,16	30,52
0	341,64	29,25
40	312,39	24,76
80	287,63	20,49
120	267,14	69,85
140	197,29	

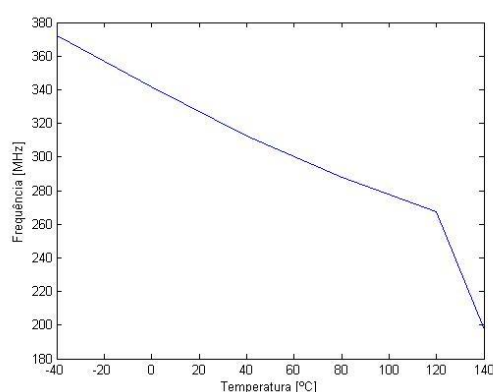


Figura 3-22 – Variação da frequência com a temperatura para a fonte de corrente PTAT.

Por análise da coluna da variância da tabela 3-9 e da figura 3-22, constata-se que a frequência tem um comportamento aproximadamente linear, no intervalo [-40;120]°C, embora ainda possa ser melhorado. Na tentativa de melhorar a linearidade do comportamento da frequência,

fizeram-se pequenos ajustes nas dimensões do transistor *N4*, obtendo-se os resultados da tabela 3-10.

Tabela 3-10 – Frequências geradas pelo oscilador em anel ligado à fonte PTAT.

Área	L[nm]	350	350	300	310	320	330	340	350	370	350
	W[μm]	5,0	5,1	5,2	5,2	5,2	5,2	5,2	5,2	5,2	5,4
Temp. [°C]	Frequência [MHz]										
0		341,54	342,28	346,19	345,64	345,00	344,31	343,62	343,06	341,59	344,26
25		322,82	323,48	326,62	326,12	325,62	325,16	324,55	323,97	322,86	325,14
50		305,54	306,08	309,11	308,69	308,02	307,57	307,07	306,54	305,56	307,56
75		290,18	290,71	293,26	292,89	292,48	292,07	291,61	291,18	290,22	292,04
100		276,67	277,10	279,45	279,08	278,67	278,33	277,92	277,50	276,69	278,33
125		264,57	265,95	267,24	266,93	266,57	266,19	265,74	265,50	264,61	266,20

Tabela 3-11 – Variação das frequências para o oscilador em anel ligado à fonte PTAT.

Área	L[nm]	350	350	300	310	320	330	340	350	370	350
	W[μm]	5,0	5,1	5,2	5,2	5,2	5,2	5,2	5,2	5,2	5,4
ΔT [°C]	ΔFrequência [MHz]										
[0;25]		18,72	18,8	19,57	19,52	19,38	19,15	19,07	19,09	18,73	19,12
[25;50]		17,28	17,4	17,51	17,43	17,6	17,59	17,48	17,43	17,3	17,58
[50;75]		15,36	15,37	15,85	15,8	15,54	15,5	15,46	15,36	15,34	15,52
[75;100]		13,51	13,61	13,81	13,81	13,81	13,74	13,69	13,68	13,53	13,71
[100;125]		12,1	11,15	12,21	12,15	12,1	12,14	12,18	12,00	12,08	12,13

Para facilitar a escolha da melhor fonte de corrente foi criada a tabela de variação das frequências (tabela 3-11) através da equação 2-19. Analisando esta tabela, pode-se constatar que a frequência é mais homogênea para as dimensões de $W=5,6 \mu m$ e $L=680 nm$, em que tem uma variação de $\approx 78,4 MHz$ ($\approx 22,7\%$).

Neste grupo de simulações, determinou-se que a fonte de corrente PTAT em carga com o oscilador em anel é mais constante para os valores da tabela 3-12.

Tabela 3-12 – Dimensões dos transistores da fonte de corrente PTAT em carga com o oscilador em anel.

Transistor	Dimensões finais	
	L [m]	W [m]
P1	1μ	260n
P2	1μ	260n
P3	1μ	260n
Px	1μ	260n
N1	440n	310n
N2	380n	700n
N3	380n	690n
N4	5μ	350n
Nx	380n	700n

3.3.5 Sistema completo sem compensação de *offset*

As simulações do sistema completo sem a compensação de *offset* (figura 3-23), tiveram objectivos escolher entre as duas fontes de corrente constantes com a temperatura, dimensionadas conforme foi descrito no subcapítulo 3.3.3, e calcular o valor de *offset* a inserir no TDC.

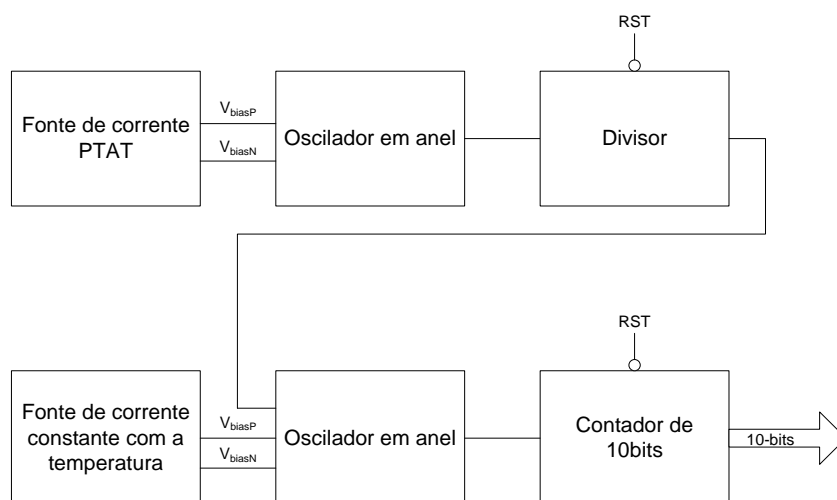


Figura 3-23 – Esquema do sistema completo sem compensação de *offset*.

Simulou-se, então, o sistema completo sem a compensação de *offset* e com as duas escolhas das fontes de corrente da tabela 3-8. Obtiveram-se, assim, os resultados da tabela 3-13. Com estes resultados, fez-se posteriormente a calibração entre dois pontos, através das equações do subcapítulo 2.5.2, obtendo-se os resultados da tabela 3-14 e da tabela 3-16. A partir do resultado da calibração entre dois pontos, determinou-se o erro máximo para os intervalos de temperatura iguais ou superiores a 100°C (tabela 3-15 e tabela 3-17).

Tabela 3-13 – Resultados das simulações do sistema sem compensação de *offset*, para as duas fontes de corrente.

Temperatura [°C]	1ª Escolha										Decimal	2ª Escolha										Decimal
	Binário											Binário										
	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0		9	8	7	6	5	4	3	2	1	0	
0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	735	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	829
20	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	766	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	866
40	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	797	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	904
60	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	829	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1	943
80	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	863	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1	981
100	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	896	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1021

Tabela 3-14 – Valores dos erros e da sensibilidade para as diversas calibrações do sistema, para a 1ª escolha da fonte de corrente constante com a temperatura.

Temperatura [°C]	Intervalos de calibração [°C]			
	[0;100]	[0;80]	[20;100]	[20;80]
0	0,00	0,00	-0,92	-0,82
20	0,75	0,63	0,00	0,00
40	1,49	1,25	0,92	0,82
60	1,61	1,25	1,23	1,03
80	0,50	0,00	0,31	0,00
100	0,00	-0,63	0,00	-0,41
Sensibilidade [°C]	0,6211	0,625	0,6154	0,6186

Tabela 3-15 – Valores dos erros máximos de leitura correspondentes à tabela 3-14.

Intervalos de leitura [°C]	Intervalos de calibração [°C]			
	[0;100]	[0;80]	[20;100]	[20;80]
[0;100]	1,61 °C	1,25 °C	1,23 °C	1,03 °C

Tabela 3-16 – Valores dos erros e da sensibilidade para as diversas calibrações do sistema, para a 2ª escolha da fonte de corrente constante com a temperatura.

Temperatura [°C]	Intervalos de calibração [°C]			
	[0;100]	[0;80]	[20;100]	[20;80]
0	0,00	0,00	-0,90	-0,70
20	0,73	0,53	0,00	0,00
40	0,94	0,53	0,39	0,17
60	0,63	0,00	0,26	-0,17
80	0,83	0,00	0,65	0,00
100	0,00	-1,05	0,00	-0,87
Sensibilidade [°C]	0,5208	0,5263	0,5161	0,5217

Tabela 3-17 – Valores dos erros máximos de leitura correspondentes à tabela 3-16.

Intervalos de leitura [°C]	Intervalos de calibração [°C]			
	[0;100]	[0;80]	[20;100]	[20;80]
[0;100]	0,94 °C	1,05 °C	0,90 °C	0,87 °C

Através da análise da tabela 3-15 e da tabela 3-17, verificou-se que o erro é menor para o intervalo de calibração de [20;80]°C da 2ª escolha da fonte de corrente constante com a temperatura. Ficou, assim, escolhida a fonte para o sistema.

Para escolher o valor de *offset* e o intervalo a medir, expandiu-se, os valores simulados para a fonte escolhida para o sistema. Obtiveram-se, então, os resultados da tabela 3-18. Com estes resultados, fez-se novamente a calibração entre dois pontos, através das equações do subcapítulo 2.5.2, obtendo-se os resultados da tabela 3-19. Com o resultado da calibração

entre dois pontos, determinou-se o erro máximo para diversos intervalos de temperatura mínimos de 100°C (tabela 3-19).

Tabela 3-18 – Resultados das simulações do sistema sem compensação de *offset*, para a fonte de corrente escolhida.

Temperatura [°C]	Valores medidos												Decimal
	Binário												
	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0		
-20	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	794	
-10	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	813	
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	829	
10	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	848	
20	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	866	
30	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	885	
40	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	904	
50	0	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	923	
60	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1	943	
70	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	962	
80	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1	981	
90	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1002	
100	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1021	
110	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1040	
120	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1059	
130	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1080	

Tabela 3-19 – Valores dos erros e da sensibilidade para as diversas calibrações do sistema, correspondentes aos resultados da tabela 3-18, para diversos intervalos de leitura.

Temperatura [$^{\circ}\text{C}$]	Intervalos de calibração [$^{\circ}\text{C}$]								
	[0;100]	[0;90]	[0;80]	[10;100]	[10;90]	[10;80]	[20;100]	[20;90]	[20;80]
-20	-1,77	-1,79	-1,58	-1,91	-1,95	-1,58	-2,84	-2,94	-2,43
-10	-1,67	-1,68	-1,58	-1,79	-1,82	-1,58	-2,65	-2,72	-2,35
0	0,00	0,00	0,00	-0,12	-0,13	0,00	-0,90	-0,96	-0,70
10	0,10	0,12	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,71	-0,74	-0,61
20	0,73	0,75	0,53	0,64	0,65	0,53	0,00	0,00	0,00
30	0,83	0,87	0,53	0,75	0,78	0,53	0,19	0,22	0,09
40	0,94	0,98	0,53	0,87	0,91	0,53	0,39	0,44	0,17
50	1,04	1,10	0,53	0,98	1,04	0,53	0,58	0,66	0,26
60	0,63	0,69	0,00	0,58	0,65	0,00	0,26	0,37	-0,17
70	0,73	0,81	0,00	0,69	0,78	0,00	0,45	0,59	-0,09
80	0,83	0,92	0,00	0,81	0,91	0,00	0,65	0,81	0,00
90	-0,10	0,00	-1,05	-0,12	0,00	-1,05	-0,19	0,00	-0,96
100	0,00	0,12	-1,05	0,00	0,13	-1,05	0,00	0,22	-0,87
110	0,10	0,23	-1,05	0,12	0,26	-1,05	0,19	0,44	-0,78
120	0,21	0,35	-1,05	0,23	0,39	-1,05	0,39	0,66	-0,70
130	-0,73	-0,58	-2,11	-0,69	-0,52	-2,11	-0,45	-0,15	-1,65
Sensibilidade [$^{\circ}\text{C}$]	0,52	0,52	0,53	0,52	0,52	0,53	0,52	0,51	0,52

Tabela 3-20 – Valores dos erros máximos correspondentes à tabela 3-19, para diversos intervalos de leitura

Intervalos de leitura [°C]	Intervalos de calibração [°C]								
	[0;100]	[0;90]	[0;80]	[10;100]	[10;90]	[10;80]	[20;100]	[20;90]	[20;80]
[-10;90]	1,67 °C	1,68 °C	1,58 °C	1,79 °C	1,82 °C	1,58 °C	2,65 °C	2,72 °C	2,35 °C
[0;100]	1,04 °C	1,10 °C	1,05 °C	0,98 °C	1,04 °C	1,05 °C	0,90 °C	0,96 °C	0,96 °C
[10;110]	1,04 °C	1,10 °C	1,05 °C	0,98 °C	1,04 °C	1,05 °C	0,71 °C	0,81 °C	0,96 °C
[20;120]	1,04 °C	1,10 °C	1,05 °C	0,98 °C	1,04 °C	1,05 °C	0,65 °C	0,81 °C	0,96 °C
[20;130]	1,04 °C	1,10 °C	2,11 °C	0,98 °C	1,04 °C	2,11 °C	0,65 °C	0,81 °C	1,65 °C
[0;130]	1,04 °C	1,10 °C	2,11 °C	0,98 °C	1,04 °C	2,11 °C	0,90 °C	0,96 °C	1,65 °C
[10;130]	1,04 °C	1,10 °C	2,11 °C	0,98 °C	1,04 °C	2,11 °C	0,71 °C	0,81 °C	1,65 °C

Pela análise da tabela 3-20, concluiu-se que o melhor intervalo de leitura seria o [20;130]°C, que tem um erro máximo de $\pm 0,65^{\circ}\text{C}$ por unidade, o que daria 214 valores de leitura. Optou-se por fazer a compensação de offset aos 0°C em vez de aos 20°C , com esta escolha determinou-se que o valor de *offset* era de 829 aos 0°C , fazendo com que o valor correspondente da leitura, aos 130°C , fosse de 251, e obrigando o segundo contador do TDC a ser de 8bits.

Nesta simulação também se observou que a fonte de corrente tem de ter as dimensões da tabela 3-21.

Tabela 3-21 – Dimensões finais da fonte de corrente constante com a temperatura.

Transístores	Dimensões finais	
	L [m]	W [m]
P1	650n	260n
P2	650n	260n
P3	650n	260n
Px	650n	260n
N1	290n	380n
N2	380n	700n
N3	380n	700n
N4	5,0 μ	800n
Nx	380n	700n

3.3.6 Análise global do sistema

Nesta simulação, testou-se o sistema do sensor completo (figura 3-24), inserindo o tempo de *offset* no TDC, calculado no subcapítulo anterior, e fez-se novamente a recolha dos valores para cada temperatura. Após essa recolha, procedeu-se ao cálculo da calibração entre dois pontos, para encontrar o melhor intervalo de leitura para o sensor em questão. Com estes procedimentos obteve-se as características finais do sensor.

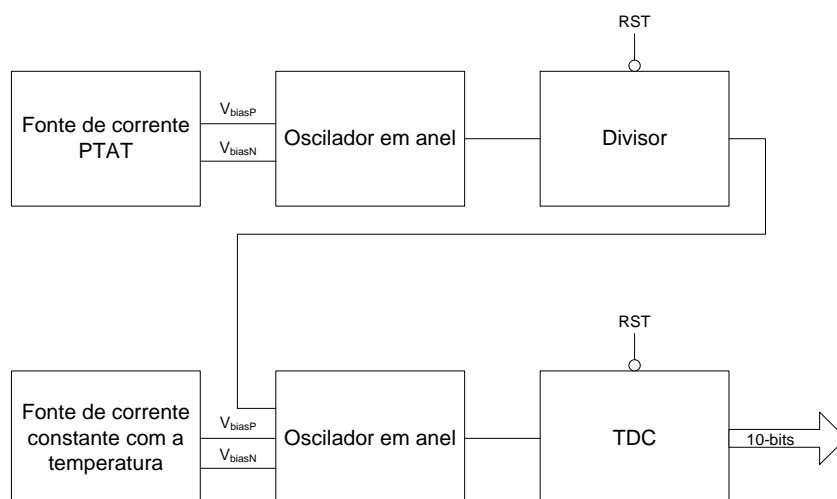


Figura 3-24 – Esquema da simulação do sensor baseado em osciladores de anel.

Da recolha de dados, obteve-se a tabela 3-22.

Tabela 3-22 – Resultados obtidos da simulação global do sistema.

Temperatura [°C]	Valores medidos								
	Binário								Decimal
	7	6	5	4	3	2	1	0	
0	0	0	0	0	0	1	0	1	5
10	0	0	0	1	1	0	0	0	24
20	0	0	1	0	1	0	1	1	43
30	0	0	1	1	1	1	0	1	61
40	0	1	0	1	0	0	0	1	81
50	0	1	1	0	0	0	1	1	99
60	0	1	1	1	0	1	1	1	119
70	1	0	0	0	1	0	1	0	138
80	1	0	0	1	1	1	0	1	157
90	1	0	1	1	0	0	0	1	177
100	1	1	0	0	0	1	0	0	196
110	1	1	0	1	0	1	1	1	215
120	1	1	1	0	1	0	1	1	235
130	1	1	1	1	1	1	1	0	254

A partir da recolha de dados representada na tabela 3-22, fez-se diversas calibrações entre dois pontos, através das equações do subcapítulo 2.5.2, que deram origem aos erros e sensibilidades indicados na tabela 3-23.

Tabela 3-23 – Valores de calibrações e de sensibilidade, referentes aos valores da tabela 3-22.

Temperatura [°C]	Intervalos de calibração [°C]								
	[0;100]	[0;90]	[0;80]	[10;100]	[10;90]	[10;80]	[20;100]	[20;90]	[20;80]
0	0,00	0,00	0,00	-0,06	-0,07	0,00	-0,13	-0,15	0,00
10	0,05	0,06	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,07	-0,07	0,00
20	0,10	0,12	0,00	0,06	0,07	0,00	0,00	0,00	0,00
30	0,68	0,70	0,53	0,64	0,65	0,53	0,59	0,60	0,53
40	0,21	0,23	0,00	0,17	0,20	0,00	0,13	0,15	0,00
50	0,79	0,81	0,53	0,76	0,78	0,53	0,72	0,75	0,53
60	0,31	0,35	0,00	0,29	0,33	0,00	0,26	0,30	0,00
70	0,37	0,41	0,00	0,35	0,39	0,00	0,33	0,37	0,00
80	0,42	0,47	0,00	0,41	0,46	0,00	0,39	0,45	0,00
90	-0,05	0,00	-0,53	-0,06	0,00	-0,53	-0,07	0,00	-0,53
100	0,00	0,06	-0,53	0,00	0,07	-0,53	0,00	0,07	-0,53
110	0,05	0,12	-0,53	0,06	0,13	-0,53	0,07	0,15	-0,53
120	-0,42	-0,35	-1,05	-0,41	-0,33	-1,05	-0,39	-0,30	-1,05
130	-0,37	-0,29	-1,05	-0,35	-0,26	-1,05	-0,33	-0,22	-1,05
Sensibilidade [°C]	0,52	0,52	0,53	0,52	0,52	0,53	0,52	0,52	0,53

Com base nos dados da tabela 3-23, efectuou-se a calibração entre dois pontos que oferecia um menor erro num intervalo mínimo de 100°C, sendo esta a calibração para o intervalo de leitura [0;110]°C e tendo, o erro máximo (equação 2-20) de $\pm 0,53^{\circ}\text{C}$, como se pode constatar na tabela 3-24.

Tabela 3-24 – Erros máximos entre intervalos de calibração e intervalos de leitura.

Intervalos de leitura [°C]	Intervalos de calibração [°C]								
	[0;100]	[0;90]	[0;80]	[10;100]	[10;90]	[10;80]	[20;100]	[20;90]	[20;80]
[0;100]	0,79 °C	0,81 °C	0,53 °C	0,76 °C	0,78 °C	0,53 °C	0,72 °C	0,75 °C	0,53 °C
[10;110]	0,79 °C	0,81 °C	0,53 °C	0,76 °C	0,78 °C	0,53 °C	0,72 °C	0,75 °C	0,53 °C
[20;120]	0,79 °C	0,81 °C	1,05 °C	0,76 °C	0,78 °C	1,05 °C	0,72 °C	0,75 °C	1,05 °C
[20;130]	0,79 °C	0,81 °C	1,05 °C	0,76 °C	0,78 °C	1,05 °C	0,72 °C	0,75 °C	1,05 °C
[0;110]	0,79 °C	0,81 °C	0,53 °C	0,76 °C	0,78 °C	0,53 °C	0,72 °C	0,75 °C	0,53 °C

3.4 Potência total, área ocupada e tempo necessário por amostra

A potência total do sistema é de $181,9 \mu\text{W}$.

Para o cálculo da área activa, foi calculada a área de cada bloco, que é a soma da área de todos os transístores que o compõem. A área de cada transístor foi calculada pela multiplicação do seu W pelo seu L . A área activa total, por sua vez, calculou-se pela soma da área activa de cada bloco.

A área ocupada por cada bloco é a seguinte:

- a fonte de corrente PTAT

- $3,1124 \times 10^{-6} \text{ mm}^2$;
- a fonte de corrente constante com a temperatura
 - $3,494 \times 10^{-6} \text{ mm}^2$;
- o oscilador em anel controlador por corrente pela fonte PTAT
 - $4,961 \times 10^{-6} \text{ mm}^2$;
- o oscilador em anel controlado por corrente pela fonte de corrente constante com a temperatura
 - $3,638 \times 10^{-6} \text{ mm}^2$;
- o divisor de oscilação
 - $2,736 \times 10^{-5} \text{ mm}^2$;
- o TDC
 - $5,4288 \times 10^{-5} \text{ mm}^2$.

Assim, conclui-se que a área total activa é $9,68534 \times 10^{-5} \text{ mm}^2$.

O sensor demorava menos de $2\mu\text{s}$ a fazer uma medição de temperatura.

3.5 Conclusões e trabalho futuro

Com base nos dados apresentados neste capítulo, conclui-se que é possível fazer um sensor de temperatura de uma forma diferente do tradicional. Em vez de se usar um dispositivo que nos devolva de forma directa o valor da temperatura em que se encontra, usam-se dois dispositivos com o mesmo princípio de funcionamento, mas em que um altera as suas características de funcionamento com a temperatura e o outro não. Para medir a temperatura, faz-se uma comparação da diferença de funcionamento entre os dois. O resultado da comparação é a temperatura em que ambos se encontram inseridos.

Neste capítulo, foram também apresentados os resultados da implementação do sensor em questão, num IC. O sensor implementado demonstrou que o intervalo de leitura que tinha um melhor desempenho era o de $[0;110]^\circ\text{C}$, com um erro máximo de $\pm 0,53^\circ\text{C}$, valor igual ao da sensibilidade, e isto com um consumo de $181,9\mu\text{W}$ e a área total activa de $9,68534 \times 10^{-5} \text{ mm}^2$.

Com base nesta análise pode-se concluir que o sensor de temperatura baseado em osciladores em anel pode ser integrado num IC, com bons resultados. Além disso, tem um baixo consumo e ocupa uma pequena área de silício, o que faz aumentar as potencialidades deste tipo de sensor, nomeadamente, no que se refere à diversidade de dispositivos onde pode ser aplicado.

O trabalho futuro a fazer nesta implementação, pode começar pelo aumento da sensibilidade do sistema e pela minimização do erro das medições. A forma mais simples de o fazer é através do número de divisões no bloco divisor (subcapítulo 3.2.2.1).

Quando já não se conseguir reduzir o erro através do aumento da sensibilidade, a solução passará por otimizar as fontes de corrente implementadas em carga. Se tal não for possível, pode-se substituir o oscilador constante com a temperatura por um sinal de referência externo (*clock*) e constante com a temperatura.

Pode-se fazer um estudo ao comportamento dos valores retirados, de forma a obter um modelo comportamental do sensor para fazer uma correcção aos valores medidos, aumentando assim substancialmente, a precisão dos mesmos.

Outra optimização possível consiste em trocar os inversores dos osciladores por portas lógicas *NAND* e *NOR*, como é proposto em (Bota, Rosales et al. 2005).

Para reduzir o consumo do circuito pode-se, implementar um controlo do sistema que reduza o número de medições de temperatura por unidade de tempo. Tal é possível desligando a alimentação do sistema, quando não é necessário que ele meça a temperatura.

4 Sensor de temperatura por linha de atraso

O sensor de temperatura por linha de atraso tem como base uma linha de atraso, composta por uma cadeia de inversores em malha aberta, em que cada inversor introduz um atraso ao sinal que passa por ele. Este atraso varia de forma proporcional à temperatura.

4.1 Arquitectura do sistema

O sensor de temperatura por cadeia de inversores tem como base a arquitectura baseada em (Poki, Mon-Chau et al. 2007) e ilustrada no diagrama da figura 4-1.

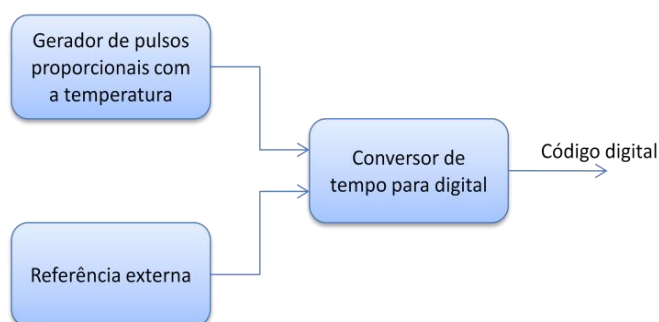


Figura 4-1 – Diagrama de blocos do sensor de temperatura baseado em linha de atraso (Poki, Mon-Chau et al. 2007).

Esta arquitectura é composta por três partes:

- o gerador de pulsos proporcionais à temperatura (PTAT);
- a referência externa;
- o conversor de tempo para digital (TDC).

O funcionamento do sensor inicia-se na activação do gerador de pulsos proporcionais à temperatura com um degrau unitário. Este sensor gera um pulso proporcional com a temperatura. A duração deste pulso é medida/convertida para digital pelo conversor de tempo para digital, ligado a uma referência externa. Este código digital que, está em binário, vai ter uma correspondência directa com a temperatura.

4.2 Descrição e funcionamento dos blocos

A descrição individual dos blocos referidos acima e do funcionamento dos mesmos será efectuada nos subcapítulos seguintes.

4.2.1 Gerador de pulsos proporcionais à temperatura (PTAT)

O gerador de pulsos PTAT é baseado no proposto por (Poki, Chun-Chi et al. 2005), (figura 4-2). É composto por uma linha de atraso (*delay line*) por onde passa um degrau unitário, B ,

que é atrasado, A. O sinal atrasado (A) é comparado com o degrau original (B) por intermédio de uma porta lógica *XOR*, obtendo-se o pulso P_{out} . Para uma melhor percepção do funcionamento, veja-se evoluções temporais dos sinais, na figura 4-2 (lado direito).

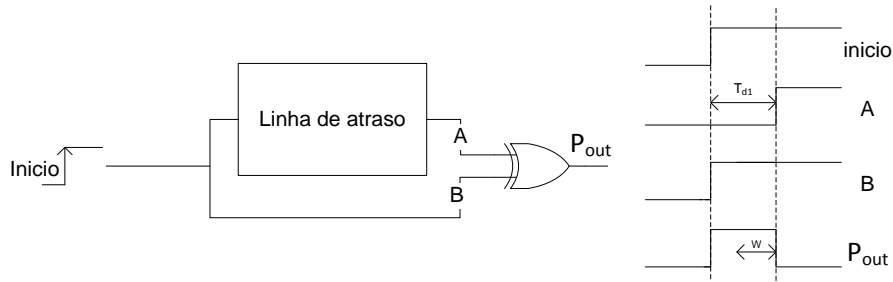


Figura 4-2 – Gerador de pulsos PTAT sem compensação do atraso mínimo (Poki, Mon-Chau et al. 2007).

A linha de atraso é composta por um número par de inversores, para que o sinal de saída destes seja igual ao da entrada, mas com um atraso. Atraso este que ocorre por as portas lógicas não serem ideais e demorarem a reagir ao sinal que lhes é inserido. Este tempo de reacção para a propagação do sinal tem um valor para a transição do nível lógico 0 para 1 (t_{PLH}) e outro de 1 para 0 (t_{PHL}), dados pela equação 4-1 e pela equação 4-2, devido ao facto de uma ser efectuada por um transístor PMOS e a outra por um NMOS.

$$t_{PHL} = \frac{2 * C_L * V_{Tn}}{k_n * (V_{DD} + V_{Tn})^2} + \frac{C_L}{k_n * (V_{DD} + V_{Tn})} * \ln\left(\frac{1,5 * V_{DD} + 2 * V_{Tn}}{0,5 * V_{DD}}\right)$$

Equação 4-1

$$t_{PLH} = \frac{2 * C_L * V_{Tp}}{k_p * (V_{DD} + V_{Tp})^2} + \frac{C_L}{k_n * (V_{DD} + V_{Tp})} * \ln\left(\frac{1,5 * V_{DD} + 2 * V_{Tp}}{0,5 * V_{DD}}\right)$$

Equação 4-2

De forma a simplificar, pode-se considerar a aproximação da equação 4-3, para o tempo de propagação.

$$t_P = \frac{t_{PHL} + t_{PLH}}{2} = \frac{\frac{L}{W} * C_L}{\mu * C_{ox} * (V_{DD} - V_T)} * \ln\left(\frac{1,5 * V_{DD} + 2 * V_T}{0,5 * V_{DD}}\right)$$

Equação 4-3

onde, a capacidade de carga do inversor é C_L , e as características térmicas de mobilidade (equação 4-4), μ , e a tensão de *threshold* (equação 4-5), V_T , descritas por (Filanovsky and Allam 2001) são:

$$\mu = \mu_0 * \left(\frac{T}{T_0}\right)^{k_m}, \quad k_m = -1,2 \sim -2,0$$

Equação 4-4

$$V_T(T) = V_T(T_0) + \alpha(T - T_0), \quad \alpha = -0,5 \sim -3,0 \text{ mV}/^\circ\text{K}$$

Equação 4-5

Sabe-se que à medida que a temperatura aumenta, quer a mobilidade quer a tensão de *threshold* V_T , diminuem. Na equação 4-3, o efeito térmico de $(V_{DD} - V_T)$ no denominador é de certa forma atenuado por $\ln\left(\frac{1,5V_{DD} - 2V_T}{V_{DD}}\right)$ no numerador. No caso em que $V_{DD} \gg V_T$, o efeito térmico tem uma dependência bastante mais significativa da mobilidade. Isto faz com que o efeito de atraso de propagação seja positivo e proporcional com a temperatura, possibilitando, assim, a utilização deste tipo de linhas de atraso para a medição de temperatura.

Uma optimização para o circuito acima descrito é a utilização de uma segunda linha de atraso proposta por (Law and Bermak 2008) e (Poki, Chun-Chi et al. 2005), ilustrada na figura 4-3.

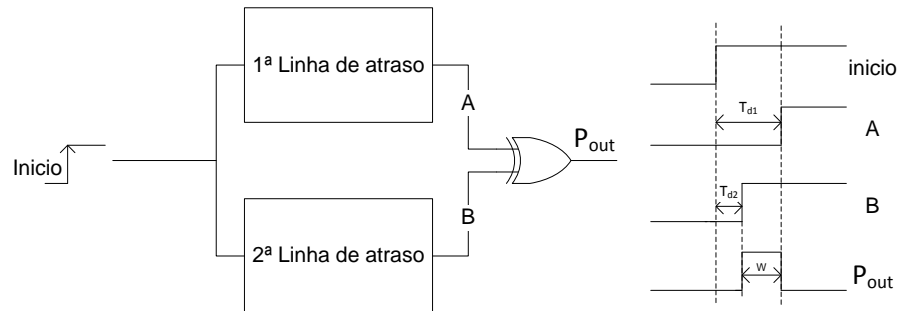


Figura 4-3 – Gerador de pulsos PTAT para compensação do atraso mínimo (Poki, Chun-Chi et al. 2005).

A inserção desta linha de atraso ocorre devido ao facto de a abordagem anterior inserir uma componente de *offset* à saída elevada. O objectivo da segunda linha de atraso é suprimir esse *offset*.

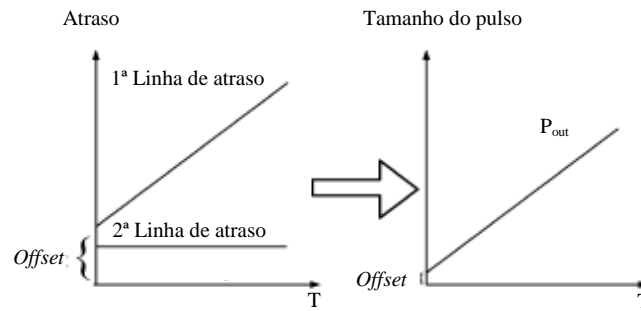


Figura 4-4 – Redução/supressão do *offset* com a linha de atraso 2 (Poki, Chun-Chi et al. 2005).

Se analisarmos o gráfico temporal do lado direito da figura 4-3 podemos constatar que a segunda linha de atraso vai fazer com que o pulso, P_{out} , seja mais curto, englobando apenas a gama de temperaturas que se deseja medir (figura 4-4), o que reduz o número de bits necessários de saída no TDC.

Na implementação da segunda linha de atraso (figura 4-5), foi utilizado um contador com o sinal de referência externo que tem como limite de contagem o valor calculado na calibração.

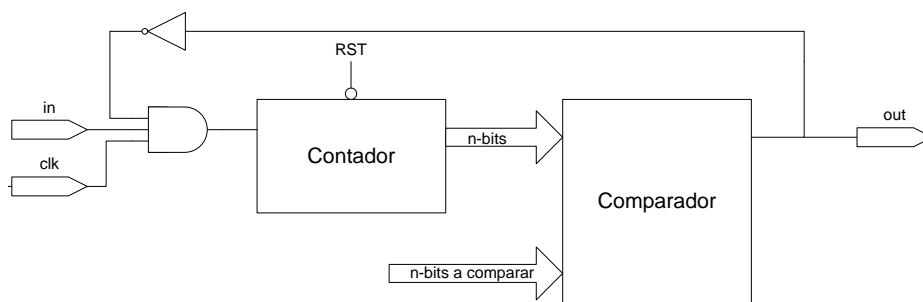


Figura 4-5 – Implementação da segunda linha de atraso

A segunda linha de atraso é composta por: uma porta lógica *AND*, uma porta lógica inversora, um contador idêntico ao do subcapítulo 4.2.3 e um comparador. Tem, como entradas, o sinal que se pretende atrasar e a referência externa e, como saída, o sinal atrasado pelo tempo pretendido. Quando esta linha de atraso recebe à entrada um degrau unitário, o contador começa a contar com a velocidade da referência externa e o comparador espera que o contador atinja o valor de paragem. Logo que tal acontece, o comparador põe à sua saída o valor lógico 1, de forma que o contador pare de contar por intermédio da porta lógica *AND*, com o auxílio do inversor.

4.2.2 Referência externa

A referência externa vai ser uma onda quadrada (um sinal de relógio – *clock*) que permitirá contar a duração do pulso. A frequência deste sinal terá de ser suficientemente alta, para que tenha a sensibilidade desejada, e seja constante com a temperatura.

4.2.3 Conversor de tempo para digital (TDC)

O conversor de tempo para digital (TDC) não é mais que um contador comum. O contador adoptado (figura 4-6) é composto por N flip-flops do tipo D ligados em série, onde a saída Q de cada um liga à entrada de *clock* do seguinte. Esses flip-flops são auto-realimentados da saída Q negada para a entrada D .

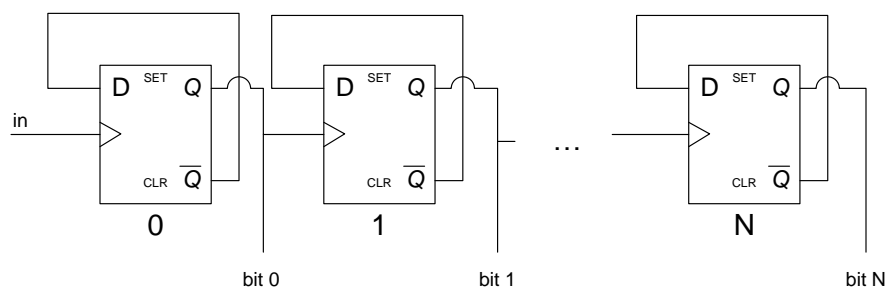


Figura 4-6 – Contador de N -bits.

O contador tem um valor máximo de contagem, segundo a equação 4-6.

$$Valor_{máximo} = 2^N$$

Equação 4-6

A ligação entre a referência, o gerador de pulsos PTAT e o contador é feito por uma porta lógica *AND*.

4.3 Simulações eléctricas do sistema e análise de linearidade

Para uma melhor percepção e optimização a simulação foi dividida nas seguintes partes:

- a linha de atraso PTAT sem compensação de *offset*;
- a linha de atraso PTAT sem compensação de *offset* e com contador;
- a linha de atraso com compensação de *offset*.

4.3.1 Linha de atraso PTAT sem compensação de *offset*

O objectivo da simulação independente bloco da linha de atraso PTAT (figura 4-2) é saber o tempo de atraso exacto para cada temperatura e fazer pequenos ajustes para aumentar a linearidade do mesmo.

Inicialmente considerou-se uma linha de atraso realizada com 100 inversores e com $W_p = 900\mu m$, $L_p = 2nm$ e $W_n = 300\mu m$, $L_n = 2nm$.

Para a simulação da linha de atraso, colocou-se um degrau unitário à entrada desta e mediu-se o tempo que este demorava a chegar à saída, obtendo-se os valores descritos na tabela 4-1.

Tabela 4-1 – Simulação da primeira linha de atraso com cem inversores, com de $W_p = 900\mu m$, $L_p = 2nm$ e

$W_n = 300\mu m$, $L_n = 2nm$

Temperatura [°C]	Tempo [ns]
0	154,7
25	165,3
50	175,5
75	185,3
100	194,6

Devido ao facto de a diferença entre os atrasos ser demasiado reduzida, o que obriga a referência externa a ter um período inferior a 399 ps (2,5GHz), existem duas opções: aumentar o número de inversores na linha de atraso ou alterar o tamanho do L^1 . Optou-se por aumentar o tamanho do L para o dobro, pois este tem um peso maior no atraso.

Na tentativa de diminuir o erro e aumentar a linearidade do conjunto, fez-se diversas simulações variando o tamanho dos W s dos transístores que compõem as portas lógicas inversoras (tabela 4-2).

¹ Em circuito digital pode-se constatar que a velocidade do circuito $v \propto \frac{1}{L^2}$

Tabela 4-2 – Duração do pulso para diversas temperaturas e variações dos W_s

Área	L [μm]	4	4	4	4	4	4	4
	Wp [nm]	1900	900	470	460	460	450	260
	Wn [nm]	600	300	260	270	260	260	260
Temperatura [$^{\circ}\text{C}$]		Tempo [ns]						
0		637,10	627,36	581,38	582,72	582,47	581,41	563,00
25		684,50	673,10	621,36	622,78	622,51	621,36	601,20
50		729,80	716,63	659,53	660,98	660,74	659,52	637,10
75		774,30	759,10	695,94	697,47	697,38	695,94	671,00
100		816,90	799,60	730,05	732,17	732,10	730,05	703,50

Nestas simulações fez-se diversas calibrações entre dois pontos e calculou-se individualmente o erro para cada medida, através das equações do subcapítulo 2.5.2 (tabela 4-3, tabela 4-4, tabela 4-5 e tabela 4-6). Por análise ao erro máximo de cada calibração, chegou-se à conclusão que para estas medições a melhor calibração seria a dos 25°C aos 75°C , pois é a que apresenta os valores de erro máximo ($|\Delta z|_{\text{max}}$) menores.

Tabela 4-3 – Cálculo do erro com a calibração entre os 0°C e os 100°C

Área	L [μm]	4	4	4	4	4	4	4
	Wp [nm]	1900	900	470	460	460	450	260
	Wn [nm]	600	300	260	270	260	260	260
Temperatura [$^{\circ}\text{C}$]		Erro da calibração entre 0°C e os 100°C [ns]						
0		0	0	0	0	0	0	0
25		-2,45	-2,68	-2,8125	-2,6975	-2,6325	-2,79	-3,075
50		-2,8	-3,15	-3,815	-3,535	-3,455	-3,79	-3,85
75		-2,35	-2,56	-3,0575	-2,6625	-2,6875	-3,05	-2,625
100		0	0	0	0	0	0	0
$ \Delta z _{\text{max}}$ [ns]		2,800	3,150	3,815	3,535	3,455	3,790	3,850

Tabela 4-4 – Cálculo do erro com a calibração entre os 25°C e os 100°C

Área	L [μm]	4	4	4	4	4	4	4
	Wp [nm]	1900	900	470	460	460	450	260
	Wn [nm]	600	300	260	270	260	260	260
Temperatura [$^{\circ}\text{C}$]		Erro da calibração entre 25°C e os 100°C [ns]						
0		3,2667	3,5733	3,75	3,5967	3,51	3,72	4,1
25		0	0	0	0	0	0	0
50		-1,1667	-1,3633	-1,94	-1,7367	-1,7	-1,93	-1,8
75		-1,5333	-1,6667	-2,12	-1,7633	-1,81	-2,12	-1,6
100		0	0	0	0	0	0	0
$ \Delta z _{\text{max}}$ [ns]		3,267	3,573	3,750	3,597	3,510	3,720	4,100
menor $ \Delta z _{\text{max}}$ [ns]		3,267						

Tabela 4-5 – Cálculo do erro com a calibração entre os 0°C e os 75°C

Área	L [μm]	4	4	4	4	4	4	4
	Wp [nm]	1900	900	470	460	460	450	260
	Wn [nm]	600	300	260	270	260	260	260
Temperatura [°C]		Erro da calibração entre 0°C e os 75°C [ns]						
0		0	0	0	0	0	0	0
25		-1,6667	-1,8267	-1,7933	-1,81	-1,7367	-1,7733	-2,2
50		-1,2333	-1,4433	-1,7767	-1,76	-1,6633	-1,7567	-2,1
75		0	0	0	0	0	0	0
100		3,1333	3,4133	4,0767	3,55	3,5833	4,0667	3,5
Δz max [ns]		3,13	3,41	4,08	3,55	3,58	4,07	3,50
menor Δz max [ns]		3,133						

Tabela 4-6 – Cálculo do erro com a calibração entre os 25°C e os 75°C

Área	L [μm]	4	4	4	4	4	4	4
	Wp [nm]	1900	900	470	460	460	450	260
	Wn [nm]	600	300	260	270	260	260	260
Temperatura [°C]		Erro da calibração entre 25°C e os 75°C [ns]						
0		2,5	2,74	2,69	2,715	2,605	2,66	3,3
25		0	0	0	0	0	0	0
50		-0,4	-0,53	-0,88	-0,855	-0,795	-0,87	-1
75		0	0	0	0	0	0	0
100		2,3	2,5	3,18	2,645	2,715	3,18	2,4
Δz max [ns]		2,500	2,740	3,180	2,715	2,715	3,180	3,300
menor Δz max [ns]		2,500						

Depois de analisar a tabela 4-6, referente à calibração entre os 25°C e os 75°C, optou-se por escolher o inversor com o $W_p=460\text{nm}$ e $W_n=260\text{nm}$. Esta escolha baseou-se no facto de este inversor ser o que tem o melhor compromisso entre rapidez e área. Trata-se do segundo mais rápido analisado e tem menos do dobro da área do mais rápido, uma diferença pouco acentuada, que pode considerar-se irrelevante para o caso.

Para se determinar o valor do período da referência, optou-se por fazer uma nova recolha de dados com intervalos entre as medidas menores de 10°C, mantendo o tamanho do intervalo, o que permitiu fazer uma calibração de dois pontos mais precisa (através das equações do subcapítulo 2.5.2).

Tabela 4-7 – Resumo do erro da calibração entre dois pontos.

Temperatura [°C]	Período [ns]	Erro da calibração entre dois pontos em [ns] para os intervalos em [°C]									
		[0;90]	[0;80]	10;100	[10;90]	[10;80]	[20;90]	[20;80]	[20;75]	[25;80]	[25;75]
0	582,6	0,00	0,00	1,59	1,44	1,33	2,77	2,57	2,36	2,92	2,65
10	599,0	-1,28	-1,16	0,00	0,00	0,00	1,19	1,08	0,98	1,39	1,23
20	615,0	-2,16	-1,92	-1,19	-1,04	-0,93	0,00	0,00	0,00	0,26	0,21
25	622,7	-2,29	-2,01	-1,48	-1,26	-1,09	-0,29	-0,24	-0,19	0,00	0,00
30	630,8	-2,83	-2,49	-2,18	-1,88	-1,66	-0,99	-0,88	-0,78	-0,66	-0,61
40	646,0	-2,91	-2,45	-2,57	-2,11	-1,79	-1,37	-1,17	-0,96	-0,99	-0,83
50	661,0	-2,79	-2,21	-2,76	-2,15	-1,71	-1,56	-1,25	-0,95	-1,12	-0,85
60	676,0	-2,67	-1,98	-2,94	-2,19	-1,64	-1,74	-1,33	-0,93	-1,25	-0,87
70	690,3	-1,84	-1,04	-2,43	-1,52	-0,87	-1,23	-0,72	-0,21	-0,67	-0,19
75	697,6	-1,58	-0,72	-2,33	-1,34	-0,64	-1,12	-0,56	0,00	-0,54	0,00
80	704,5	-0,92	0,00	-1,82	-0,76	0,00	-0,61	0,00	0,61	0,00	0,59
90	718,7	0,00	1,04	-1,21	0,00	0,87	0,00	0,72	1,43	0,67	1,37
100	732,3	1,52	2,68	0,00	1,36	2,34	1,21	2,03	2,85	1,95	2,75
Δz max [ns]		2,91	2,68	2,94	2,19	2,34	2,77	2,57	2,85	2,92	2,75

Na tabela 4-7, verifica-se que a melhor calibração é entre os 10°C e os 90°C , com um erro de $|\Delta z|_{\text{Max}}=2,19$. Isto significa que, para estes valores de calibração e uma sensibilidade de 1°C , se tem de usar uma referência externa de período máximo $1,5\text{ns} \left(\frac{\Delta(\text{tempo de atraso})}{N^{\circ} \text{ de amostras a medir}} \right)$.

Nesta simulação, observa-se que a linha de atraso PTAT utiliza 100 inversores com transístores de $L_p=4\mu\text{m}$, $W_p=460\text{nm}$ e $L_n=4\mu\text{m}$, $W_n=260\text{nm}$, e que utiliza também uma referência externa de $1,5\text{ ns}$ e o $|\Delta z|_{\text{Max}}=2,19$.

4.3.2 Linha de atraso PTAT sem compensação de *offset* e contador

Os objectivos das simulações do bloco da linha de atraso PTAT com um contador (tabela 4-7) são: saber o tempo que se terá de inserir na segunda linha de atraso, testar a possibilidade de expansão do intervalo de temperatura para o sensor e fazer a calibração entre dois pontos, de forma a optimizar o erro. Para tal, utilizou-se uma referência externa com um período de $1,5\text{ ns}$ e um contador de 10 bits. Fez-se simulações no entre os -50°C e os 150°C em intervalos de 10°C , obtendo-se os resultados da tabela 4-8.

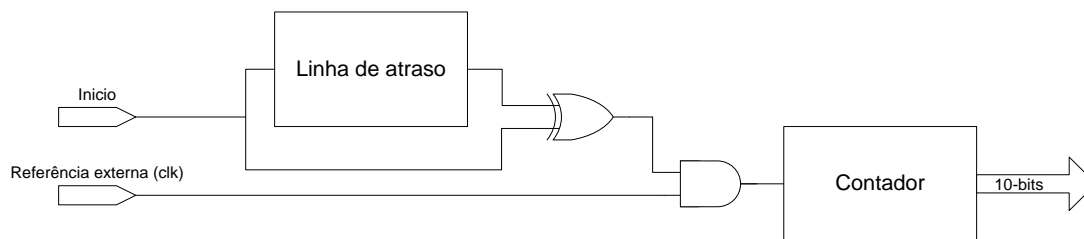


Figura 4-7 – Circuito da linha de atraso PTAT sem compensação de offset e contador.

Tabela 4-8 – Valores retirados da simulação da linha de atraso PTAT e com o contador na gama de temperaturas [-50;150]°C.

Temperatura [°C]	Valores medidos										Decimal
	Binário										
	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0	
-50	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	331
-40	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	344
-30	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	356
-20	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	367
-10	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	379
0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	390
10	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	400
20	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	412
30	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	423
40	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	433
50	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	442
60	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	452
70	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	462
80	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	471
90	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	480
100	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	490
110	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	499
120	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	507
130	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	516
140	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	525
150	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	516

Com base nesta simulação, fez-se a compensação teórica de *offset* aos 0°C para os diversos valores medidos. O valor da compensação de *offset* foi calculado pela equação 4-7 e o do erro da compensação pela equação 4-8 (tabela 4-9).

$$valor\ compensado = valor\ medido - valor\ da\ compensação$$

Equação 4-7

$$\Delta\varepsilon = \text{valor compensado} - \text{temperatura real}$$

Equação 4-8

Tabela 4-9 – Erro da compensação de *offset*.

Temperatura [°C]	Compensação aos 0°C [°C]			
	389	390	391	392
-50	↘ -8	↘ -9	↘ -10	↘ -11
-40	↘ -5	↘ -6	↘ -7	↘ -8
-30	↑ -3	↘ -4	↘ -5	↘ -6
-20	↑ -2	↑ -3	↘ -4	↘ -5
-10	↑ 0	↑ -1	↑ -2	↑ -3
0	↑ 1	↑ 0	↑ -1	↑ -2
10	↑ 1	↑ 0	↑ -1	↑ -2
20	↑ 3	↑ 2	↑ 1	↑ 0
30	↑ 4	↑ 3	↑ 2	↑ 1
40	↑ 4	↑ 3	↑ 2	↑ 1
50	↑ 3	↑ 2	↑ 1	↑ 0
60	↑ 3	↑ 2	↑ 1	↑ 0
70	↑ 3	↑ 2	↑ 1	↑ 0
80	↑ 2	↑ 1	↑ 0	↑ -1
90	↑ 1	↑ 0	↑ -1	↑ -2
100	↑ 1	↑ 0	↑ -1	↑ -2
110	↑ 0	↑ -1	↑ -2	↑ -3
120	↑ -2	↑ -3	↘ -4	↘ -5
130	↑ -3	↘ -4	↘ -5	↘ -6
140	↘ -4	↘ -5	↘ -6	↘ -7
150	↓ -23	↓ -24	↓ -25	↓ -26

Na tabela 4-9, os valores que estão no intervalo onde os módulos dos erros positivos e dos negativos máximos são idênticos estão assinalados com setas verdes, os que estão relativamente próximos com setas amarelas e os muito afastados com setas vermelhas. Observando os valores acompanhados das setas verdes da tabela 4-9, pode-se concluir que a compensação que engloba o intervalo dos [0;100]°C e com menor erro em módulo é a de 391 aos 0°C.

Ainda através da análise da mesma tabela, pode-se concluir que esta compensação permite ter um intervalo de medição [-10;110]°C com o mesmo erro.

Nesta simulação, pode-se constatar que os valores para utilizar na compensação de *offset*, na segunda linha de atraso, seriam de 391 aos 0°C e de 381 aos -10°C, e que o intervalo de medição a considerar seria [-10;110]°C. Com este intervalo de medição mede-se 120 valores. Logo, o TDC terá de ter uma resolução mínima de 7bits, segundo a equação 4-6.

4.3.3 Análise global do sistema

Os objectivos deste subcapítulo são: simular todos os componentes que compõem o sensor de temperatura (figura 4-8), para testar o seu funcionamento e determinar o erro máximo de medição que este sensor tem. Para esse efeito, insere-se o tempo de *offset* na segunda linha de atraso, calculado no subcapítulo anterior. Fez-se novamente a recolha dos valores para cada temperatura. Após essa recolha, procedeu-se ao cálculo da calibração entre dois pontos, para encontrar o melhor intervalo de leitura para o sensor em questão. Foram, assim, obtidas as características finais do sensor.

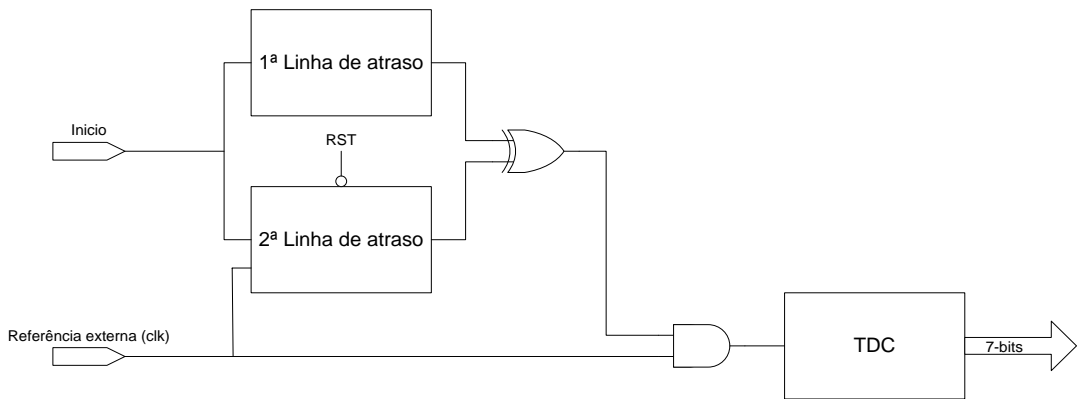


Figura 4-8 – Esquema da simulação do sensor baseado em osciladores de anel.

Da recolha de dados, obteve-se a tabela 4-10.

Tabela 4-10 – Resultados obtidos da simulação global do sistema.

Temperatura [°C]	Valores medidos							
	Binário							Decimal
	6	5	4	3	2	1	0	
-10	0	0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	1	1	0	1	13
10	0	0	1	1	0	0	0	24
20	0	1	0	0	0	1	0	34
30	0	1	0	1	1	0	1	45
40	0	1	1	0	1	1	1	55
50	1	0	0	0	0	0	1	65
60	1	0	0	1	0	1	1	75
70	1	0	1	0	1	0	1	85
80	1	0	1	1	1	1	0	94
90	1	1	0	1	0	0	0	104
100	1	1	1	0	0	0	0	112
110	1	1	1	1	0	1	0	122

A partir da recolha de dados representada na tabela 4-10, fez-se diversas calibrações entre dois pontos, que deram origem aos erros e à sensibilidade indicados na tabela 4-11 (valores calculados pelas equações do subcapítulo 2.5.2).

Tabela 4-11 – Valores de calibrações e de sensibilidade referente aos valores da tabela 4-10

Temperatura [°C]	Intervalos de calibração [C°]								
	[0;100]	[0;90]	[0;80]	[10;100]	[10;90]	[10;80]	[20;100]	[20;90]	[20;80]
-10	-0,20	-0,22	-0,36	0,88	0,86	0,69	2,00	2,00	1,64
0	-0,98	-0,98	-0,96	0,00	0,00	0,00	1,00	1,00	0,82
10	-1,76	-1,74	-1,57	-0,88	-0,86	-0,69	0,00	0,00	0,00
20	-1,57	-1,52	-1,20	-0,77	-0,74	-0,42	0,00	0,00	0,16
30	-2,35	-2,28	-1,81	-1,65	-1,60	-1,11	-1,00	-1,00	-0,66
40	-2,16	-2,07	-1,45	-1,54	-1,48	-0,83	-1,00	-1,00	-0,49
50	-1,96	-1,85	-1,08	-1,43	-1,36	-0,56	-1,00	-1,00	-0,33
60	-1,76	-1,63	-0,72	-1,32	-1,23	-0,28	-1,00	-1,00	-0,16
70	-1,57	-1,41	-0,36	-1,21	-1,11	0,00	-1,00	-1,00	0,00
80	-0,39	-0,22	0,96	-0,11	0,00	1,25	0,00	0,00	1,15
90	-0,20	0,00	1,33	0,00	0,12	1,53	0,00	0,00	1,31
100	1,96	2,17	3,61	2,09	2,22	3,75	2,00	2,00	3,44
110	2,16	2,39	3,98	2,20	2,35	4,03	2,00	2,00	3,61
Sensibilidade [°C]	0,98	0,98	0,96	0,99	0,99	0,97	1,00	1,00	0,98

Na tabela 4-11, encontrou-se a calibração entre dois pontos, que oferecia um menor erro num intervalo mínimo de 100°C. Sendo esta a calibração para os intervalos de leitura [10;80]°C e [-10;90]°C, com o erro máximo de $\pm 1,53^{\circ}\text{C}$ e uma sensibilidade de $0,97^{\circ}\text{C}$, como se pode constatar na tabela 4-12.

Tabela 4-12 – Erros máximos entre intervalos de calibração e intervalos de leitura.

Intervalos de leitura [C°]	Intervalos de calibração [C°]								
	[0;100]	[0;90]	[0;80]	[10;100]	[10;90]	[10;80]	[20;100]	[20;90]	[20;80]
[-10;90]	2,35 °C	2,28 °C	1,81 °C	1,65 °C	1,60 °C	1,53 °C	2,00 °C	2,00 °C	1,64 °C
[0;100]	2,35 °C	2,28 °C	3,61 °C	2,09 °C	2,22 °C	3,75 °C	2,00 °C	2,00 °C	3,44 °C
[10;110]	2,35 °C	2,39 °C	3,98 °C	2,20 °C	2,35 °C	4,03 °C	2,00 °C	2,00 °C	3,61 °C
[-10;100]	2,35 °C	2,28 °C	3,61 °C	2,09 °C	2,22 °C	3,75 °C	2,00 °C	2,00 °C	3,44 °C
[0;110]	2,35 °C	2,39 °C	3,98 °C	2,20 °C	2,35 °C	4,03 °C	2,00 °C	2,00 °C	3,61 °C
[-10;110]	2,35 °C	2,39 °C	3,98 °C	2,20 °C	2,35 °C	4,03 °C	2,00 °C	2,00 °C	3,61 °C

4.4 Potência total, área ocupada e tempo necessário por amostra

A potência total do sistema é de $117,2\mu\text{W}$.

Para o cálculo da área activa total foi, calculada a área activa de cada bloco, que é a soma da área de todos os transístores que o compõem. A área de cada transístor foi calculada pela

multiplicação do seu W pelo seu L . A área activa total, por sua vez, calculou-se pela soma da área de cada bloco.

A área ocupada por cada bloco é a seguinte:

- o gerador de pulsos PTATs
 - $2,0016 \times 10^{-5} \text{ mm}^2$;
- a referência externa
 - não ocupa área no circuito integrado, porque vem de fora deste;
- o TDC
 - $4,74336 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$.

Daqui se conclui que a área total activa é $4,96352 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$.

O sensor demorava menos de $2\mu\text{s}$ a fazer uma medição de temperatura.

4.5 Integração do sensor num dispositivo lógico programável

Devido às suas características, o sensor de temperatura por linha de atraso pode ser desenvolvido a 100% em circuitos digitais e como tal é possível ser integrado num IC programável, optando-se assim por fazer também uma implementação do sensor por linha de atraso num IC programável.

O IC programável escolhido para implementação deste sensor foi uma *Field Programmable Gate Array* (FPGA), por este ser um dispositivo de custo relativamente reduzido, com uma grande capacidade de programação.

4.5.1 Breve descrição da FPGA e do kit em que esta se encontra inserida

A FPGA escolhida para implementar foi a xc3s200ft256 da *Spartan* que se encontra inserida no kit *Xilinx Spartan-3* (tabela 4-9) e que, por si só, tem todas as ligações ao exterior necessárias para a implementação do sensor em questão. Isto significa que não é necessário recorrer a outros dispositivos externos para implementar o sensor.

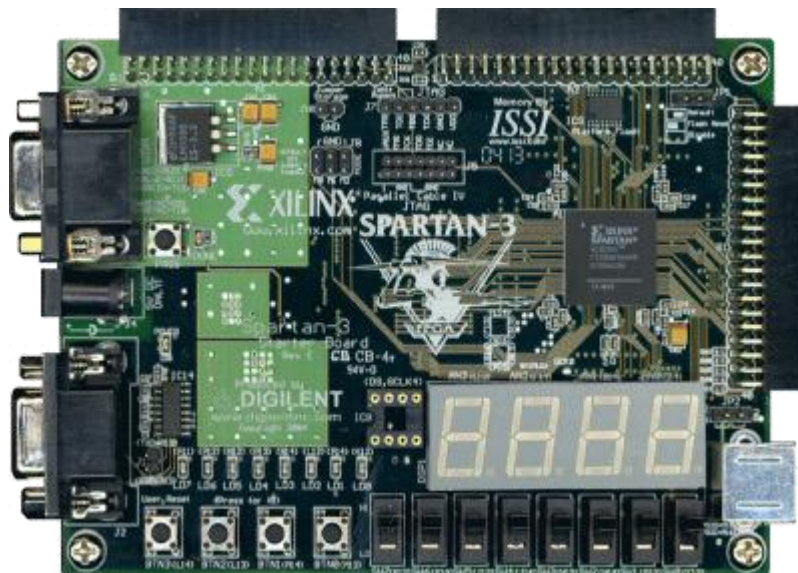


Figura 4-9 – Kit da Xilinx Spartan-3.

A FPGA xc3s200ft256 tem como principais características:

- 4.320 células lógicas;
- 12 blocos de RAM com 18 Kbit (216 Kbits)
- 12 multiplicadores 18x18 implementados em hardware;
- 4 gestores de *clock*;
- 173 pinos configuráveis para entradas ou saídas (Parnell and Mehta 2004).

O kit em que a FPGA se encontra inserida tem como interfaces de ligação/interacção:

- uma porta RS-232 fêmea;
- uma porta VGA fêmea ;
- uma porta PS/2 fêmea;
- três portas de expansão fêmeas de 40 pinos;
- oito interruptores;
- quatro botões de pressão;
- oito díodos emissores de luz (LED);
- um mostrador de LEDs com quatro dígitos (Parnell and Mehta 2004).

4.5.2 Versão a implementar

Para a implementação do circuito foi escolhida a versão do sensor mais simples (figura 4-7). Esta opção foi tomada porque para implementar a outra hipótese seria necessário saber o valor da segunda linha de atraso (figura 4-3), valor este que só pode ser determinado após a implementação aqui escolhida.

Do circuito a implementar, optou-se por desenvolver duas versões do mesmo: uma com taxa de ocupação da FPGA quase total, em que a linha de atraso seria composta por uma cadeia com 3000 inversores, e outra com uma cadeia de 100 inversores, idêntica à já simulada anteriormente. As diferenças nestas implementações são: 1) utilizar a linha de atraso com 3000 inversores e um contador de 16 bits; 2) utilizar a linha de atraso com 100 inversores e um contador de 8 bits.

O código das duas implementações do sensor encontra-se nos anexos II, III, IV, V, VI, VII, VIII e IX.

4.5.2.1 Recursos utilizados

Os recursos utilizados para ambas as simulações (com 3000 ou com 100 inversores na linha de atraso) do kit *Xilinx Spartan-3* foram: um botão de pressão para fazer *reset* ao sistema, um interruptor para se inserir o sinal de início de medição (figura 4-7), o sinal de *clock* de 50 MHz e o mostrador de quatro dígitos para se mostrar o valor medido em hexadecimal.

Na implementação com 3000 inversores, foram utilizadas as taxas de ocupação na FPGA da tabela 4-13. Para o contador de 16 bits, foram usadas as taxas de ocupação da tabela 4-14 e, para a linha de atraso, as taxas de ocupação da tabela 4-15. As restantes taxas de ocupação foram usadas para a ligação entre o sensor e a interface de testes para com o utilizador.

Tabela 4-13 – Valores totais de ocupação do sensor de temperatura com 3000 inversores na FPGA.

	Número		Percentagem ocupada [%]
	Ocupado	Total	
Slices	1775	1920	92,4
Slices com flip flops	52	3840	1,4
LUTs de 4 entradas	3090	3840	80,5
Bomded IOBs	23	173	13,3
GCLK	1	8	12,5

Tabela 4-14 – Valores de ocupação do contador de 16 bits na FPGA.

	Número		Percentagem ocupada [%]
	Ocupado	Total	
Slices	18	1920	0,9
Slices com flip flops	32	3840	0,8
LUTs de 4 entradas	3090	3840	80,5
Bomded IOBs	23	173	13,3
GCLK	1	8	12,5

Tabela 4-15 – Valores de ocupação da linha de atraso com 3000 inversores na FPGA.

	Número		Percentagem ocupada [%]
	Ocupado	Total	
Slices	1726	1920	89,9
Slices com flip flops	0	3840	0,0
LUTs de 4 entradas	3001	3840	78,2
Bomded IOBs	2	173	1,2
GCLK	0	8	0,0

Na implementação com 100 inversores, foram utilizadas as taxas de ocupação na FPGA da tabela 4-16. Para o contador de 8 bits, foram usadas as taxas de ocupação da tabela 4-17 e para a linha de atraso as taxas de ocupação da tabela 4-18. As restantes taxas de ocupação foram usadas para a ligação entre o sensor e a interface de testes para com o utilizador

Tabela 4-16 – Valores totais de ocupação do sensor de temperatura com 100 inversores na FPGA.

	Número		Percentagem ocupada [%]
	Ocupado	Total	
Slices	99	1920	5,2
Slices com flip flops	44	3840	1,1
LUTs de 4 entradas	174	3840	4,5
Bomded IOBs	14	173	8,1
GCLK	1	8	12,5

Tabela 4-17 – Valores de ocupação do contador de 8 bits na FPGA.

	Número		Percentagem ocupada [%]
	Ocupado	Total	
Slices	10	1920	0,5
Slices com flip flops	16	3840	0,4
LUTs de 4 entradas	8	3840	0,2
Bomded IOBs	10	173	5,8
GCLK	1	8	12,5

Tabela 4-18 – Valores de ocupação da linha de atraso com 100 inversores na FPGA.

	Número		Percentagem ocupada [%]
	Ocupado	Total	
Slices	58	1920	3,0
Slices com flip flops	0	3840	0,0
LUTs de 4 entradas	101	3840	2,6
Bomded IOBs	2	173	1,2
GCLK	0	8	0,0

4.5.2.2 Simulações

No caso da implementação do sensor de temperatura por linha de atraso em FPGA, optou-se por testar o seu funcionamento em duas condições de temperatura diferentes, para demonstrar que esta funcionava. A opção de testar a implementação somente em duas temperaturas distintas foi tomada por não se dispor de condições, nem de equipamento, que permitissem fazer alterações à temperatura interna da FPGA de forma precisa, como o termostrimer.

As condições escolhidas para testar o funcionamento de sensor em questão foram: a temperatura ambiente no gabinete de trabalho e a temperatura no interior de um congelador. Há que se ter em conta que as medições da temperatura nestes locais não são muito precisas, devido a diversos factores, como uma pequena circulação de ar no gabinete de trabalho e a abertura da porta do congelador, que provocam alterações na temperatura. Devido a estes factores e a outros não enumerados, tem de se ter em conta que os testes efectuados ao sensor decorrem em ambientes em que a temperatura não é controlada, não deixando assim possibilidade de analisar a real precisão dos valores retirados.

Na tentativa de se ter uma amostra de valores mais precisos, em vez de se efectuar uma só leitura em cada uma das temperaturas, efectuou-se cinco e com um espaçamento temporal entre elas de cinco minutos.

Na tabela 4-19, apresentam-se os resultados das leituras efectuadas com o sensor com 3000 inversores à temperatura ambiente, cuja média em decimal é de 3119 unidades e a variância máxima é de 90 unidades. Os resultados das leituras da temperatura no interior do congelador são apresentados na tabela 4-20. O valor médio medido é, neste caso, de 1206 unidades, com uma variância de 53 unidades. Da aplicação das fórmulas do subcapítulo 2.5 para calcular a sensibilidade e o erro, resulta que o sensor para as duas medições tem uma sensibilidade de $0,019^{\circ}\text{C}$, um erro de $\pm 1,65^{\circ}\text{C}$ para a temperatura ambiente (31°C) e um erro de $\pm 1,00^{\circ}\text{C}$ para a temperatura no congelador (-5°C).

Estes resultados permitem-nos afirmar que a implementação em causa conseguiu efectuar a medição dos dois valores de temperatura bem distintos, nestes ambientes de medição.

Tabela 4-19 – Valores medidos pelo sensor de 3000 inversores à temperatura ambiente.

Temperatura	Valores medidos				
	Hexadecimal				Decimal
Ambiente (31°C)	0	C	1	A	3098
	0	C	1	7	3095
	0	C	8	7	3207
	0	C	1	3	3090
	0	C	2	2	3106

Tabela 4-20 – Valores medidos pelo sensor de 3000 inversores da temperatura no interior do congelador.

Temperatura	Valores medidos				
	Hexadecimal				Decimal
Congelador (-5°C)	0	4	8	B	1163
	0	4	C	E	1230
	0	4	9	3	1171
	0	4	E	B	1259
	0	4	B	5	1205

No teste do sensor com 100 inversores à temperatura ambiente, obteve-se os resultados da tabela 4-21, com um valor médio de 85 unidades, com uma variância de 5 unidades. Na medição da temperatura no interior do congelador, obteve-se os resultados da tabela 4-22, com uma média de 48 unidades e uma variância de 2 unidades. Aplicando as fórmulas do subcapítulo 2.5 para calcular a sensibilidade e o erro, resulta que o sensor para as duas medições tem uma sensibilidade de $\pm 0,98$, um erro de $\pm 5,3^{\circ}\text{C}$ para a temperatura ambiente (31°C) e um erro de $0,98^{\circ}\text{C}$ para a temperatura no congelador (-5°C).

O que nos permite afirmar que a implementação com os 100 inversores também conseguiu medir os dois valores de temperatura com sucesso.

Tabela 4-21 – Valores medidos pelo sensor de 100 inversores à temperatura ambiente.

Temperatura	Valores medidos				
	Hexadecimal				Decimal
Ambiente (31°C)	0	0	5	3	83
	0	0	5	6	86
	0	0	5	1	81
	0	0	5	3	83
	0	0	5	A	90

Tabela 4-22 – Valores medidos pelo sensor de 100 inversores da temperatura no interior do congelador.

Temperatura	Valores medidos				
	Hexadecimal				Decimal
Congelador (-5°C)	0	0	2	F	47
	0	0	3	1	49
	0	0	2	F	47
	0	0	3	0	48
	0	0	3	1	49

Nas versões do sensor implementadas em FPGA pode-se concluir que estas são capazes de medir diversas temperaturas com sucesso.

No caso da segunda implementação, a de 100 inversores, pode-se dizer que só ocupou 1/10 de elementos programáveis na FPGA, permitindo a utilização dos restantes elementos livres desenvolver inúmeros tipos de aplicações. Estas aplicações podem ter algum género de ligação ao sensor em questão, como o caso da ligação a dispositivos para controlar a temperatura que rodeia a FPGA. Também podem não ter nenhuma ligação, como no caso de uma aplicação para fazer a comunicação entre dois dispositivos.

4.6 Conclusões e trabalho futuro

Neste capítulo, é demonstrado e explicado em pormenor o funcionamento e a implementação de um sensor de temperatura, que tem como base uma cadeia de inversores ligados em série.

Fez-se duas implementações distintas do sensor de temperatura que são integráveis em IC. Na primeira, projectou-se/dimensionou-se todos os componentes que o compõem o sensor. Na segunda, aproveitou-se a possibilidade de o circuito ser implementado na totalidade com componentes digitais e implementou-se num dispositivo lógico programável (no caso um FPGA).

Como resultados da primeira implementação, onde se dimensionou todos os componentes: o sensor tinha um melhor desempenho para intervalo de medição $[-10;90]^{\circ}\text{C}$, com o erro máximo de $\pm 1,53^{\circ}\text{C}$ e uma sensibilidade de $0,97^{\circ}\text{C}$. Isto, com um consumo de $117,2\mu\text{W}$ e uma área activa total ocupada de $4,96352 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$.

A segunda implementação foi dividida em duas, uma onde a linha de atraso era composta por 3000 inversores e outra em que a mesma linha de atraso tinha 100 inversores. Dos testes às implementações conseguiu-se obter uma sensibilidade de $0,019^{\circ}\text{C}$ e um erro máximo de $\pm 1,65^{\circ}\text{C}$. Para os testes com 100 inversores, obteve-se uma sensibilidade $0,98^{\circ}\text{C}$ com um erro

máximo de $\pm 5,3^{\circ}\text{C}$. Trata-se de resultados bons; mas, se tivermos em conta que as condições de teste foram inadequadas, os resultados são mesmo muito bons. Isto permite-nos concluir que a implementação em causa é um bom sensor de temperatura.

Com base nestes resultados, pode-se dizer que o sensor de temperatura baseado em linha de atraso é possível de integrar num IC com características de funcionamento boas, quer seja desenvolvido com dispositivos lógicos padrão, quer seja com dispositivos lógicos dimensionados especificamente para o uso como sensor, tendo sempre um baixo consumo e ocupando uma pequena área de silício. Isso faz com que seja um sensor fácil e barato de ser implementado em IC, o que aumenta a possibilidade de ser utilizado.

Como trabalho futuro para a primeira implementação onde se dimensionou os tamanhos para os componentes do sensor, pode-se considerar as seguintes possibilidades para melhorar o circuito:

- trocar os inversores nos osciladores ou na cadeia de inversores por portas lógicas *NAND* e *NOR* como descrito em (Bota, Rosales et al. 2005) e encontrar uma melhor optimização;
- na primeira linha de atraso só se vai utilizar o atraso na transição de 0 lógico para 1, para medir a temperatura. Então, pode-se ver que os inversores ímpares fazem a transição de 0 para 1 e os pares de 1 para 0. Deste modo, pode-se ter dois tipos de inversores, uns optimizados numa transição e os outros na outra;
- aumentar o estudo e tentar encontrar uns valores melhores para as dimensões dos transístores que compõem os inversores;
- alterar o número de inversores;

Há que se ter em conta que estas alterações terão consequências directas na área ocupada pelo sensor e no consumo.

Como trabalho futuro para a segunda implementação, pode-se proceder às seguintes alterações:

- fazer testes do sensor em condições que permitam retirar valores mais precisos, para se poder fazer uma boa calibração do sensor;
- implementar a segunda linha de atraso (tabela 4-3), que faz um ajuste aos valores mostrados que não tenham uma componente de *offset*;
- implementar um bloco que apresente os valores lidos numa escala decimal e familiar para o utilizador, $^{\circ}\text{C}$, $^{\circ}\text{K}$, $^{\circ}\text{F}$.

Como trabalho futuro geral para ambas as implementações fazer:

- para se reduzir o consumo do circuito, implementar um controlo do sistema que reduza o número de medições de temperatura por unidade de tempo, o que é possível desligando a alimentação do sistema quando não se precisa que ele meça a temperatura;
- um estudo ao comportamento dos valores retirados, de forma a se obter um modelo comportamental do sensor para se fazer uma correcção aos valores e aumentando, assim, substancialmente a precisão dos valores medidos.

5 Conclusão e trabalho futuro

Este capítulo está dividido em dois subcapítulos que são as conclusões e o trabalho futuro. Nas conclusões apresenta-se de forma reduzida o conhecimento que se pode retirar deste documento. No trabalho futuro apresenta-se propostas de trabalho a realizar a partir de este documento.

5.1 Conclusões

Neste documento, evidenciou-se as capacidades e utilidades que, de uma forma geral, um sensor de temperatura tem. Foi explicado o funcionamento geral de um sensor de temperatura como um todo e alguns dos implementáveis IC de tecnologia CMOS. Dos integráveis em tecnologia CMOS, foram escolhidos dois que pareceram ser mais inovadores e com mais potencialidade a diversos níveis (utilização de tecnologia recente, possibilidade de produção em tecnologia CMOS padrão, baixo consumo, baixo custo de produção, entre outros) para serem descritos em maior pormenor e para serem implementados. Os sensores escolhidos foram: o sensor de temperatura baseado em osciladores de anel e o sensor de temperatura por linha de atraso.

Existem vantagens, inovações e potencialidades que levaram à opção de implementar estes sensores, em vez de outros considerados mais tradicionais, como os termodíodos e os termotransístores. Entre elas, saliente-se a de os sensores considerados mais tradicionais são tipicamente devolverem o valor da temperatura medido em analógico e com uma pequena escala, exigindo a existência de um amplificador, para aumentar o valor, e de um ADC, para converter esse valor para digital para ser utilizado. Os sensores de temperatura escolhidos para implementação têm como grande vantagem exprimir o valor da temperatura numa escala temporal, cuja conversão para digital pode ser feita por um simples contador. Note-se que projectar um contador é mais rápido, mais simples e mais barato e que a inserção de erro, por parte deste na medição é inferior à de adicionar um amplificador e um ADC.

Da implementação dos dois sensores em tecnologia idêntica pode-se retirar as características representadas na tabela 5-1.

Tabela 5-1 – Comparação de características entre o sensor baseado em oscilador de anel e o baseado em linha de atraso, quando implementados em tecnologias idênticas.

	Baseado em oscilador de anel	Baseado em linha de atraso
Intervalo de leitura [°C]	[0;110]	[-10;90]
Erro máximo [°C]	0,53	1,53
Sensibilidade [°C]	0,53	0,97
Potência [μW]	181,9	117,2
Área [mm ²]	9,69E-05	4,96E-04
Tempo por amostra [μs]	<2	<2

Pela análise da tabela 5-1, pode-se verificar que o sensor em anel, para um intervalo de leitura ligeiramente diferente ao do sensor baseado em linha de atraso, tem como vantagens ter um menor erro máximo, melhor sensibilidade e ocupar uma área de quase vinte vezes menor. Por outro lado, possui a desvantagem de ter um consumo quase 50% superior. Da análise feita, há que ter em conta que se a referência externa do sensor baseado em linha de atraso fosse inserida no sensor este teria um acréscimo substancial na área ocupada.

Destaque-se ainda que o sensor de temperatura baseado em linha de atraso com uma referência externa poder ser implementado na totalidade com componentes lógicos padrão, permitindo assim que este seja implementado num dispositivo lógico programável, diminuindo assim o preço de implementação e aumentando em grande escala as suas possibilidades de implementação. Um bom exemplo seria a sua implementação no processador de um computador, que tem acesso a uma referência externa constante com a temperatura e é constituído por componentes lógicos padrão.

Com base nestes factos, podemos afirmar que o sensor de temperatura baseado em osciladores em anel será mais indicado para ser implementado em sistemas que não tenham uma referência externa e o requisito de ocupação de área seja mais exigente. Por outro lado o sensor de temperatura baseado em linha de atraso será melhor para ser implementado em sistemas cujo consumo de energia seja mais exigente e/ou em situações em que só se tenha acesso a componentes lógicos padrão.

5.2 Trabalho futuro

Como trabalho futuro, propõe-se aumentar a qualidade dos sensores implementados. Para tal, pode-se começar por melhorar os inversores nos osciladores em cadeia e na linha de atraso. Se tal não trazer melhorias substanciais, tocá-los por portas lógicas *NAND* e *NOR*, como descinto em (Bota, Rosales et al. 2005), e tentar encontrar uma melhor optimização.

Também se pode aumentar o número de amostras tiradas aos sensores no intervalo de temperatura de funcionamento do sensor, para se fazer um estudo sobre a evolução das amostras ao longo da temperatura, de forma a encontrar uma fórmula matemática que descreva a sua evolução e a implementar num bloco de correcção de valores baseado nessa fórmula matemática. Isto porque os valores medidos ao longo da temperatura não são totalmente PTAT.

Outra evolução possível seria reduzir o número amostras efectuadas por unidade de tempo para cada sensor, fazendo com que o consumo de cada sensor seja substancialmente reduzido. No caso de se reduzir o número de amostras para metade, o consumo temporal do sensor também será reduzido para metade. Tal acontece porque essa redução pode ser feita por interrupção da alimentação, sempre que não se precise que o sensor meça a temperatura. Este tipo de opção pode ter uma importância vital no caso de o sensor funcionar a baterias.

No caso particular do sensor de temperatura baseado em oscilador de anel, como o erro máximo é igual à sensibilidade, pode-se aumentar a sensibilidade até ao ponto em que não seja possível reduzir mais o erro. Quando não se conseguir reduzir mais o erro por este método, pode-se tentar otimizar as fontes de corrente, para que estas tenham melhores características em carga. Quando não se conseguir melhorar as fontes de corrente, ainda se pode retirar o oscilador constante com a temperatura do sensor e substituir por uma referência externa que não sofra alterações com a temperatura, como a que foi adoptada no sensor de temperatura por linha de atraso.

No caso do sensor de temperatura por linha de atraso, na primeira linha de atraso que o compõe só se irá utilizar o atraso na transição de 0 lógico para 1 lógico. Então, observar-se-á se os inversores ímpares fazem a transição de 0 para 1 e os pares de 1 para 0. Deste modo, poder-se-á ter dois tipos de inversores uns optimizados numa transição e os outros na outra. Poder-se-á assim reduzir a área ocupada pelo sensor de temperatura em causa.

No sensor de temperatura por linha de atraso, também se pode projectar um oscilador para substituir a referência externa, com a finalidade de este poder vir a ser implementado em sistemas onde não se tenha acesso a uma referência externa constante com a temperatura, ganhado assim uma maior autonomia de funcionamento. Para a implementação desse oscilador pode ser utilizado o oscilador constante com a temperatura, inserido no sensor de temperatura baseado em osciladores de anel.

6 Bibliografia

- Arabi, K. and B. Kaminska (1997). Built-in temperature sensors for on-line thermal monitoring of microelectronic structures. Computer Design: VLSI in Computers and Processors, 1997. ICCD '97. Proceedings., 1997 IEEE International Conference on.
- Bakker, A. and J. H. Huijsing (1996). "Micropower CMOS temperature sensor with digital output." Solid-State Circuits, IEEE Journal of **31**(7): 933-937.
- Baltes, H., O. Brand, et al. (2005). CMOS-MEMS: Advanced Micro & Nanosystems, Wiley-VCH.
- Bota, S. A., M. Rosales, et al. (2005). Smart temperature sensor for thermal testing of cell-based ICs. Design, Automation and Test in Europe, 2005. Proceedings.
- Chan-Kyung, K., K. Bai-Sun, et al. (2008). CMOS temperature sensor with ring oscillator for mobile DRAM self-refresh control. Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on.
- Clark, J. O. E. and W. Hemsley (1991). Harrp's Dictionary of Sience & Technology, Harrap Books Limited.
- Danaie, M. and R. Lotfi (2005). A low-voltage high-PSRR CMOS PTAT & constant-g/sub m/ reference circuit. Circuits and Systems, 2005. 48th Midwest Symposium on.
- Filanovsky, I. M. and A. Allam (2001). "Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in CMOS circuits." Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on **48**(7): 876-884.
- Fiori, F. and P. S. Croveti (2005). "A new compact temperature-compensated CMOS current reference." Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on **52**(11): 724-728.
- Gardner, J. W., V. K. Varadan, et al. (2001). Microsensors, MEMS, and smart devices. Microsensors, MEMS, and smart devices. Wiley, John Wiley & Sons, Ltd: 503.
- Jha, C. M., G. Bahl, et al. (2007). Cmos-Compatible Dual-Resonator MEMS Temperature Sensor with Milli-Degree Accuracy. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International.
- Law, M. K. and A. Bermak (2008). A Time Domain differential CMOS Temperature Sensor with Reduced Supply Sensitivity. Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on.
- McNamara, A. G. (1962). "Semiconductor Diodes and Transistors as Electrical Thermometers." Review of Scientific Instruments **33**(3): 330-333.

- Oguey, H. J. and D. Aebischer (1997). "CMOS current reference without resistance." Solid-State Circuits, IEEE Journal of **32**(7): 1132-1135.
- Parnell, K. and N. Mehta (2004). Introduction to programmable Logic.
- Pertijs, M. A. P., G. C. M. Meijer, et al. (2004). "Precision temperature measurement using CMOS substrate pnp transistors." Sensors Journal, IEEE **4**(3): 294-300.
- Poki, C., C. Chun-Chi, et al. (2005). "A time-to-digital-converter-based CMOS smart temperature sensor." Solid-State Circuits, IEEE Journal of **40**(8): 1642-1648.
- Poki, C., S. Mon-Chau, et al. (2007). "A Fully Digital Time-Domain Smart Temperature Sensor Realized With 140 FPGA Logic Elements." Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on **54**(12): 2661-2668.
- Razavi, B. (2001). Design of Analog CMOS Integrated Circuits. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. McGraw-Hill. New York: 482-495.
- Udrea, F., S. Santra, et al. (2008). CMOS temperature sensors - concepts, state-of-the-art and prospects. Semiconductor Conference, 2008. CAS 2008. International.

Anexos

Anexo I – Tabela completa dos resultados das simulações para diferentes dimensões no transistor *N4* dos transístores efectuadas no subcapítulo 3.3.3

Área	L	260	260	260	260	260	260	260	260	260	260	260	260	260	270				
	W	4,7	4,8	4,85	4,9	4,95	5	5,1	5,3	4,8									
Temp. [°C]	f [MHz]	Erro	f [MHz]	Erro	f [MHz]	Erro	f [MHz]	Erro	f [MHz]	Erro	f [MHz]	Erro	f [MHz]	Erro	f [MHz]	Erro			
0	493,04		496,68		498,58		500,36		502,04		503,49		506,94		513,24		492,28		
		4,14		4,39		4,46		4,50		4,28		4,09		4,33		4,56		4,23	
25	488,90		492,29		494,12		495,86		497,76		499,40		502,61		508,68		488,05		
		2,92		2,76		3,21		3,28		3,48		3,44		3,35		3,38		2,55	
50	485,98		489,53		490,91		492,58		494,28		495,96		499,26		505,30		485,50		
		1,06		0,93		0,80		1,75		1,86		1,95		2,06		2,11		2,33	
75	484,92		488,60		490,11		490,83		492,42		494,01		497,20		503,19		483,17		
		1,37		1,39		1,10		0,40		0,33		0,20		0,00		0,90		0,81	
100	483,55		487,21		489,01		490,43		492,09		493,81		497,20		502,29		482,36		
		0,20		0,03		0,14		0,11		0,17		0,24		0,50		-0,63		0,04	
125	483,35		487,18		488,87		490,32		491,92		493,57		496,70		502,92		482,32		
Δ total [MHz]		9,69		9,50		9,71		10,04		10,12		9,92		10,24		10,32		9,96	
Δ total [%]		1,97		1,91		1,95		2,01		2,02		1,97		2,02		2,01		2,02	

Anexo II – Código geral do sensor

Código de implementação do sensor de temperatura por linha de atraso. Este código invoca o código de três ficheiros. Os ficheiros invocados são:

- delay_line_xpto_v2;
- count_16_v1;
- disp_v2.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity geral_xpto_v4 is
    Port ( clk : in std_logic;
          rst : in std_logic;
          st : in std_logic;
          sel : in std_logic;
          data : out std_logic_vector(7 downto 0);
          sel_disp : out std_logic_vector(3 downto 0);
          b_disp : out std_logic_vector(7 downto 0));
end geral_xpto_v4;

architecture Behavioral of geral_xpto_v4 is
    signal y00 : std_logic;
    signal out_test00 : std_logic;
    signal data_aux : std_logic_vector(15 downto 0);
    component delay_line_xpto_v2
        Port ( inA : in std_logic;
              outA : out std_logic);
    end component;
    component count16_v1
        Port ( clk : in std_logic;
              e : in std_logic;
              rst : in std_logic;
              count : out std_logic_vector(15 downto 0));
    end component;
    component disp_v2
        Port ( clk : in std_logic;
              rst : in std_logic;
              in0 : in std_logic_vector(15 downto 0);
              sel_disp : out std_logic_vector(3 downto 0);
              b_disp : out std_logic_vector(7 downto 0));
    end component;
```

```

end component;

begin

    delay_line_xpto_00 : delay_line_xpto_v2
        port map (inA=>st, outA=>y00);

    count16_v1_00 : count16_v1
        port map (clk=>clk, e=>y00, rst=>rst, count=>data_aux);

    process(clk)
    begin
        if (sel ='0') then
            data(0) <= data_aux(0);
            data(1) <= data_aux(1);
            data(2) <= data_aux(2);
            data(3) <= data_aux(3);
            data(4) <= data_aux(4);
            data(5) <= data_aux(5);
            data(6) <= data_aux(6);
            data(7) <= data_aux(7);

        else
            data(0) <= data_aux(8);
            data(1) <= data_aux(9);
            data(2) <= data_aux(10);
            data(3) <= data_aux(11);
            data(4) <= data_aux(12);
            data(5) <= data_aux(13);
            data(6) <= data_aux(14);
            data(7) <= data_aux(15);

        end if;
    end process;

    disp_v2_00 : disp_v2
        port map(clk=>clk, rst=>rst, in0=>data_aux, sel_disp=>sel_disp, b_disp=>b_disp);

end Behavioral;

```

Anexo III – Código do ficheiro delay_line_xpto_v2 (código do bloco da linha de atraso)

Neste código é implementada a linha de atraso. Para implementar o sensor com a linha de atraso de 100 inversores, em vez de se chamar o ficheiro *invs* é chamado do *inv_100*.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity delay_line_xpto_v2 is
    Port ( inA : in std_logic;
          outA : out std_logic);
end delay_line_xpto_v2;

architecture Behavioral of delay_line_xpto_v2 is
    signal y00 : std_logic;
    signal y01 : std_logic;
    attribute keep : string;
    attribute keep of y00 : signal is "true";
    attribute keep of y01 : signal is "true";
    component invs_xpto
        Port ( inA : in std_logic;
              outA : out std_logic);
    end component;
begin
    invs_xpto_00 : invs_xpto
        port map (inA=>inA, outA=>y00);

    y01 <= y00 xor inA;
    outA <= y01;
end Behavioral;
```


Anexo IV – Código do ficheiro invs

Implementação do um excerto da linha de atraso com 3000 inversores, com invocações do código do ficheiro inv1000_xpto.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity invs is
    Port ( inA : in std_logic;
           outA : out std_logic);
end invs;

architecture Behavioral of invs is
    attribute keep : string;
    signal y00 : std_logic;
    signal y01 : std_logic;
    signal y02 : std_logic;
    attribute keep of y00 : signal is "true";
    attribute keep of y01 : signal is "true";
    attribute keep of y02 : signal is "true";

    component inv1000_xpto
        Port ( inA : in std_logic;
              outA : out std_logic);
    end component;
begin
    inv00 : inv1000_xpto
        port map (inA=>inA, outA=>y00);
    inv01 : inv1000_xpto
        port map (inA=>y00, outA=>y01);
    inv02 : inv1000_xpto
        port map (inA=>y01, outA=>y02);

    outA <= y02;
end Behavioral;
```


Anexo V – Código do ficheiro inv1000_xpto

Implementação do um excerto da linha de atraso com 1000 inversores, com invocações do código do ficheiro inv100_xpto.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity inv1000_xpto is
    Port ( inA : in std_logic;
          outA : out std_logic);
end inv1000_xpto;

architecture Behavioral of inv1000_xpto is
    attribute keep : string;
    signal y00 : std_logic;
    signal y01 : std_logic;
    signal y02 : std_logic;
    signal y03 : std_logic;
    signal y04 : std_logic;
    signal y05 : std_logic;
    signal y06 : std_logic;
    signal y07 : std_logic;
    signal y08 : std_logic;
    signal y09 : std_logic;
    attribute keep of y00 : signal is "true";
    attribute keep of y01 : signal is "true";
    attribute keep of y02 : signal is "true";
    attribute keep of y03 : signal is "true";
    attribute keep of y04 : signal is "true";
    attribute keep of y05 : signal is "true";
    attribute keep of y06 : signal is "true";
    attribute keep of y07 : signal is "true";
    attribute keep of y08 : signal is "true";
    attribute keep of y09 : signal is "true";
    component inv100_xpto
        Port ( inA : in std_logic;
              outA : out std_logic);
    end component;
begin
    inv00 : inv100_xpto
        port map (inA=>inA, outA=>y00);
    inv01 : inv100_xpto
        port map (inA=>y00, outA=>y01);
```

```
inv02 : inv100_xpto
    port map (inA=>y01, outA=>y02);
inv03 : inv100_xpto
    port map (inA=>y02, outA=>y03);
inv04 : inv100_xpto
    port map (inA=>y03, outA=>y04);
inv05 : inv100_xpto
    port map (inA=>y04, outA=>y05);
inv06 : inv100_xpto
    port map (inA=>y05, outA=>y06);
inv07 : inv100_xpto
    port map (inA=>y06, outA=>y07);
inv08 : inv100_xpto
    port map (inA=>y07, outA=>y08);
inv09 : inv100_xpto
    port map (inA=>y08, outA=>y09);
    outA <= y09;
end Behavioral;
```

Anexo VI – Código do ficheiro inv100_xpto

Implementação do um excerto da linha de atraso com 100 inversores, com invocações do código do ficheiro inv10_xpto.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity inv100_xpto is
    Port ( inA : in std_logic;
          outA : out std_logic);
end inv100_xpto;

architecture Behavioral of inv100_xpto is
    attribute keep : string;
    signal y00 : std_logic;
    signal y01 : std_logic;
    signal y02 : std_logic;
    signal y03 : std_logic;
    signal y04 : std_logic;
    signal y05 : std_logic;
    signal y06 : std_logic;
    signal y07 : std_logic;
    signal y08 : std_logic;
    signal y09 : std_logic;
    attribute keep of y00 : signal is "true";
    attribute keep of y01 : signal is "true";
    attribute keep of y02 : signal is "true";
    attribute keep of y03 : signal is "true";
    attribute keep of y04 : signal is "true";
    attribute keep of y05 : signal is "true";
    attribute keep of y06 : signal is "true";
    attribute keep of y07 : signal is "true";
    attribute keep of y08 : signal is "true";
    attribute keep of y09 : signal is "true";
    component inv10_xpto
        Port ( inA : in std_logic;
              outA : out std_logic);
    end component;
begin
    inv00 : inv10_xpto
        port map (inA=>inA, outA=>y00);
    inv01 : inv10_xpto
        port map (inA=>y00, outA=>y01);
```

```
inv02 : inv10_xpto
        port map (inA=>y01, outA=>y02);
inv03 : inv10_xpto
        port map (inA=>y02, outA=>y03);
inv04 : inv10_xpto
        port map (inA=>y03, outA=>y04);
inv05 : inv10_xpto
        port map (inA=>y04, outA=>y05);
inv06 : inv10_xpto
        port map (inA=>y05, outA=>y06);
inv07 : inv10_xpto
        port map (inA=>y06, outA=>y07);
inv08 : inv10_xpto
        port map (inA=>y07, outA=>y08);
inv09 : inv10_xpto
        port map (inA=>y08, outA=>y09);
        outA <= y09;
end Behavioral;
```

Anexo VII – Código do ficheiro inv10_xpto

Implementação do um excerto da linha de atraso com 10 inversores.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity inv10_xpto is
    Port ( inA : in std_logic;
          outA : out std_logic);
end inv10_xpto;

architecture Behavioral of inv10_xpto is
    attribute keep : string;
    signal y00 : std_logic;
    signal y01 : std_logic;
    signal y02 : std_logic;
    signal y03 : std_logic;
    signal y04 : std_logic;
    signal y05 : std_logic;
    signal y06 : std_logic;
    signal y07 : std_logic;
    signal y08 : std_logic;
    signal y09 : std_logic;
    attribute keep of y00 : signal is "true";
    attribute keep of y01 : signal is "true";
    attribute keep of y02 : signal is "true";
    attribute keep of y03 : signal is "true";
    attribute keep of y04 : signal is "true";
    attribute keep of y05 : signal is "true";
    attribute keep of y06 : signal is "true";
    attribute keep of y07 : signal is "true";
    attribute keep of y08 : signal is "true";
    attribute keep of y09 : signal is "true";
begin
    y00 <= not inA;
    y01 <= not y00;
    y02 <= not y01;
    y03 <= not y02;
    y04 <= not y03;
    y05 <= not y04;
    y06 <= not y05;
    y07 <= not y06;
    y08 <= not y07;
```

```
y09 <= not y08;
```

```
outA <= y09;
```

```
end Behavioral;
```

Anexo VIII – Código do ficheiro count16_v1

Este ficheiro tem a finalidade de contar o tempo que o sinal demora a percorrer a linha de atraso.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity count16_v1 is
    Port ( clk : in std_logic;
          e : in std_logic;
          rst : in std_logic;
          count : out std_logic_vector(15 downto 0));
end count16_v1;

architecture Behavioral of count16_v1 is
    signal caux : std_logic_vector(15 downto 0);
begin
    process (clk)
    begin
        if (rst = '1') then
            caux <= "0000000000000000";
        elsif (clk' event and clk = '1' and e = '1') then
            caux <= caux + 1;
        end if;
    end process;
    count <= caux;
end Behavioral;
```


Anexo IX – Código do ficheiro diso_v2

Este ficheiro tem a finalidade de fazer a conversão dos valores a figurar nos mostradores de quatro algarismos.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

-- Uncomment the following lines to use the declarations that are
-- provided for instantiating Xilinx primitive components.
--library UNISIM;
--use UNISIM.VComponents.all;

entity diso_v2 is
    Port ( clk : in std_logic;
          rst : in std_logic;
          in0 : in std_logic_vector(15 downto 0);
          sel_disp : out std_logic_vector(3 downto 0);
          b_disp : out std_logic_vector(7 downto 0));
end diso_v2;

architecture Behavioral of diso_v2 is
    signal a : std_logic_vector(3 downto 0);
    signal to_dec : std_logic_vector(3 downto 0);
    signal sel_disp_aux : std_logic_vector(3 downto 0);

    component disp_dec
        Port ( clk : in std_logic;
              in0 : in std_logic_vector(3 downto 0);
              out0 : out std_logic_vector(7 downto 0));
    end component;

    component count4_v1
        port ( clk : in std_logic;
              count : out std_logic_vector(3 downto 0));
    end component;

    signal sel : std_logic_vector(3 downto 0);

    signal CTR : STD_LOGIC_VECTOR(12 downto 0);

begin

    process(clk)
    begin
        if (clk'event and clk='1') then
            if (CTR="0000000000000") then
                if (rst = '1') then
                    sel_disp_aux <= "0111";
                    sel_disp <= sel_disp_aux;
                end if;
            end if;
        end if;
    end process;
end;
```

```

end if;

if (sel_disp_aux = "0111") then
    sel_disp_aux <= "1011";
    sel_disp <= sel_disp_aux;
elsif (sel_disp_aux = "1011") then
    sel_disp_aux <= "1101";
    sel_disp <= sel_disp_aux;
elsif (sel_disp_aux = "1101") then
    sel_disp_aux <= "1110";
    sel_disp <= sel_disp_aux;
elsif (sel_disp_aux = "1110") then
    sel_disp_aux <= "0111";
    sel_disp <= sel_disp_aux;
end if;

if (sel_disp_aux = "1110") then
    to_dec(0) <= in0(0);
    to_dec(1) <= in0(1);
    to_dec(2) <= in0(2);
    to_dec(3) <= in0(3);
elsif (sel_disp_aux = "1101") then
    to_dec(0) <= in0(4);
    to_dec(1) <= in0(5);
    to_dec(2) <= in0(6);
    to_dec(3) <= in0(7);
elsif (sel_disp_aux = "1011") then
    to_dec(0) <= in0(8);
    to_dec(1) <= in0(9);
    to_dec(2) <= in0(10);
    to_dec(3) <= in0(11);
elsif (sel_disp_aux = "0111") then
    to_dec(0) <= in0(12);
    to_dec(1) <= in0(13);
    to_dec(2) <= in0(14);
    to_dec(3) <= in0(15);
end if;

if (to_dec = "0000") then
    b_disp <= "00000001";      --0
elsif (to_dec = "00001") then
    b_disp <= "01001111";      --1
elsif (to_dec = "00010") then
    b_disp <= "00010010";      --2
elsif (to_dec = "0011") then
    b_disp <= "00000110";      --3
elsif (to_dec = "0100") then
    b_disp <= "01001100";      --4
elsif (to_dec = "0101") then
    b_disp <= "00100100";      --5
elsif (to_dec = "0110") then
    b_disp <= "00100000";      --6
elsif (to_dec = "0111") then

```

```

        b_disp <= "00001111";      --7
    elsif (to_dec = "1000") then
        b_disp <= "00000000";      --8
    elsif (to_dec = "1001") then
        b_disp <= "00000100";      --9
    elsif (to_dec = "1010") then
        b_disp <= "00001000";      --a
    elsif (to_dec = "1011") then
        b_disp <= "01100000";      --b
    elsif (to_dec = "1100") then
        b_disp <= "00110001";      --c
    elsif (to_dec = "1101") then
        b_disp <= "01000010";      --d
    elsif (to_dec = "1110") then
        b_disp <= "00110000";      --e
    elsif (to_dec = "1111") then
        b_disp <= "00111000";      --f
    end if;

    end if;

    CTR<=CTR+"0000000000001";

    if (CTR > "1000000000000") then -- counter reaches 2^13
        CTR<="0000000000000";
    end if;

end if;

end process;

end Behavioral;

```